F 1130/2

BULETINUL INSTITUTULUI POLITEHNIC „GHEORGHE GHEORGHIU-DEJ" BUCUREȘTI

SERIA ELECTROTEHNICĂ

TOMUL XLI NUMĂRUL 1 ANUL 1979
IANUARIE—MARTIE

COMITETUL DE REDACȚIE

REDACTOR RESPONSABIL : Academician *Radu Voinea*

MEMBRII : Prof. dr. ing. *Constantin Bălă* (redactor responsabil adjunct), Prof. dr. docent ing. *Gheorghe Buzdugan*, membru corespondent al Academiei Republicii Socialiste România ; Prof. dr docent ing. *Gheorghe Cartianu*, membru corespondent al Academiei Republicii Socialiste România ; Prof. dr. docent ing. *Virgil Constantinescu ;* Prof. dr. ing. *Alexandru Dănescu ;* Prof. dr. ing. *Gleb Drăgan ;* Prof. dr. ing. *Nicolae Geru :* Prof. dr. ing. *Berthold Grünwald* ; Prof. dr *Ion Grădișteanu ;* Prof. dr. ing. *Gheorghe Hortopan ;* Prof. ing. *Jean Moncea ;* Academician *Ecaterina Ciorănescu Nenițescu ;* Prof. dr. ing. *Aurel Oprean ;* Prof. dr. ing. *Mircea Petrescu ;* Prof. dr. ing. *Ion Popescu ;* Prof. dr. ing. *Marin Rădoi ;* Prof. dr. ing. *Marcel Segărceanu;* Prof. dr. ing *Călin Sergiu* (secretar științific) Prof. dr. *Octavian Stănășilă ;* Prof. dr. docent ing. *Ion Teoreanu ;* Prof. dr. docent *Rodica Vilcu.*

Editor : Institutul politehnic „Gheorghe Gheorghiu-Dej" București.
Splaiul Independenței 313, Tel. 31.40.10. România. Căsuța poștală 2356
TELEX : 10.490 PIBUH

Readers from abroad can get subscriptions for this newspaper trough ILEXIM import-export press, 13 Decembrie St. Nr. 3, P.O.B. 2001, telex 011226, Bucharest ROMÂNIA

1979 OKT 17

Sumar

MATEMATICĂ

C. Radu
Determinarea tensiunii într-un material stratificat la comprimare 3

V. Breazu
Asupra algebrei numerelor structurale 11

Т. Николова, Д. Байнов
Об одной задаче для екстремально-интегродифференциальных уравнении с отклоняющимся аргументом сверхнеитрального типа. . . . 17

FIZICA

I.M. Popescu, E.V. Sofron, P.E. Sterian, R. Chişleag.
Sur certaines méthodes de tester en lumière laser des valves électrooptique aux CLN 23

ELECTROTEHNICA

D.Stanciu
Despre curgerea unui fluid conductor, în canalul pompei electromagnetice de curent continuu, provocată de diferența de potențial aplicată între electrozii pompei 29

M. Mihalache
Asupra parametrilor de regim tranzitoriu din axa longitudinală a mașinii sincrone 37

ELECTRONICA

Ş. Bîrcă-Gălăţeanu
711 Comparator Serves as Error Amplifier in Voltage/Current Regulator . . . 45

ENERGETICA

M. Eremia, H. Crisciu
Utilizarea matricei de sensibilitate în analiza parametrilor sistemului electroenergetic 49

AUTOMATICA

D.F. Lăzăroiu
Some Considerations Regarding the Concept of Reliability Laboratory Experiments 57

M. Tertişco, P. Stoica, I. Russ
A Research on Experimental Methods for System Identification 65

I. Catană
Asupra stabilităţii sistemelor electrohidraulice de poziţionare a sarcinilor inerţiale 71

Th. Borangiu
Filtru sincronizat pentru eliminarea zgomotului la măsurarea inductivă a deflexiei axului unei mașini de frezat 79

CALCULATOARE

Cr. Giumale
Sisteme de programare extensibile — Un sistem bazat pe macroprelucrare . . 85

L. Păunescu, Cr. Zervos
Testarea memoriei RAM a sistemului de calcul microprocesor FELIX M 18 . 95

Eugenia Kalisz
Verificarea condiţiei LL(1) pentru gramatici independente de context 105

BULETINUL INSTITUTULUI POLITEHNIC „GHEORGHE GHEORGHIU-DEJ"
BUCUREȘTI
SERIA ELECTROTEHNICĂ
Tomul XLI — 1979, Numărul 1

MATEMATICĂ

C.Z.: 517.9 : 532.1

DETERMINAREA TENSIUNII ÎNTR-UN MATERIAL STRATIFICAT LA COMPRIMARE

CONSTANTIN RADU*

Se studiază cazul unui corp compus din trei straturi supus unei sarcini (forțe) externe de compresiune P care acționează în direcția unei axe pe stratul 1. Se admite că materialul din straturile 1 și 3 este un material ortatrop iar mat3erialul de legătură din stratul 2 este un materiaol polimer vîsco-elastic ereditar. Se determină componentele tensiunii în cele trei straturi.

Considerăm un corp compus din trei straturi. Admitem că materialul din straturile (1 și 3) este un material ortotrop. [1], [2], iar materialul de legătură (liantul) din stratul 2 este un material polimer vîsco-elastic ereditar [3] (vezi fig. 1). Fie P intensitatea sarcinii externe de compresiune care acționează în direcția axei $x(u)$ pe stratul 1. Grosimea celor 3 straturi o notăm prin 2h iar grosimea unui strat prin t. Forțele care acționează pe elementul dxdy al stratului 1 sînt redate în fig. 2. Forțele tangențiale

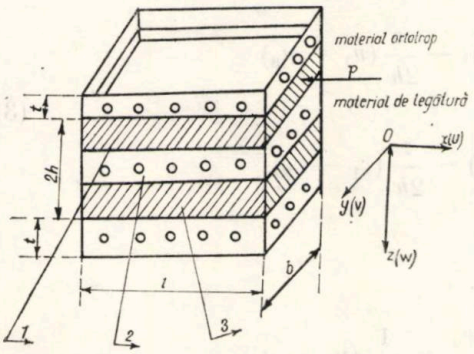


Fig. 1 Modelul corpului stratificat

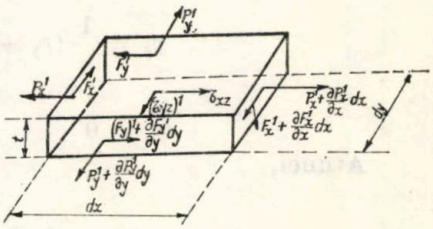


Fig. 2. Elementul dxdy al stratului 1 și forțele care acționează pe el

Manuscris predat redacției la data de 19 ianuarie 1978
* Lector catedra matematici I

θ^1_{xz} şi θ^1_{yz} de pe stratul 1 au direcţii opuse faţă de cele de pe stratul 3 (fig. 3) şi atunci notăm:

$$\theta^1_{xz} = -\theta^3_{xz} = \theta_{xz}\ \tau_{xz} = \frac{\theta_{xz}}{t} \text{ şi} \qquad (0)\quad \theta^1_{yz} = -\theta^3_{yz} = \theta_{yz};\quad \tau_{yz} = \frac{\theta_{yz}}{t}$$

Atunci din condiţia de echilibru a elementului $dxdy$, din stratul 1 obţinem:

$$\frac{\partial P^1_x}{\partial x} + \frac{\partial F^1_y}{\partial y} + \tau_{xz} = 0$$
$$\frac{\partial P^1_y}{\partial y} + \frac{\partial F^1_x}{\partial x} + \tau_{yz} = 0 \qquad (1)$$

Pentru stratul 3 obţinem analog:

$$\frac{\partial P^3_x}{\partial x} + \frac{\partial F^3_y}{\partial y} - \tau_{xz} = 0$$
$$\frac{\partial P^3_y}{\partial y} + \frac{\partial F^3_x}{\partial x} - \tau_{yz} = 0 \qquad (2)$$

Deoarece urmărim deplasarea punctelor straturilor, normală la planul xoy, fie $r_1(u_1, v_1, 0)$ şi $r_3(u_3, v_3, 0)$ vectorii deplasare ai punctelor ce aparţin straturilor 1 şi 3 şi respectiv $r_2(u_2, v_2, 0)$ vectorul deplasare al punctelor din stratul de legătură 2. Fie de asemenea ε^1_x, ε^1_y şi respectiv ε^3_x, ε^3_y deformaţiile pe cele 2 straturi ortotrope, iar ε_{xz} şi ε_{yz} deformaţiile în stratul 2. Legătura dintre componentele vectorilor deplasare pe cele 3 straturi o considerăm (în conformitate cu modelul conceput) de forma:

$$u_2 = \frac{1}{2}(u_1 + u_3) - \frac{z}{2h}(u_1 - u_3)$$
$$v_2 = \frac{1}{2}(v_1 + v_3) - \frac{z}{2h}(v_1 - v_3) \qquad (3)$$
$$w_2 = 0$$

Atunci,

$$\varepsilon_{xz} = \frac{\partial u_2}{\partial z} + \frac{\partial w_2}{\partial x} = \frac{1}{2h}(u_3 - u_1)$$
$$\varepsilon_{yz} = \frac{\partial v_2}{\partial z} + \frac{\partial w_2}{\partial y} = \frac{1}{2h}(v_3 - v_1) \qquad (4)$$

Pentru straturile 1 și 3 ortotrope, în stadiul deformării elastice, avem :

$$\begin{cases} \varepsilon_x^1 = \dfrac{1}{E_1}\,\sigma_x^1 - \mu_1\sigma_y^1) \\ \\ \varepsilon_y^1 = \dfrac{1}{E_2}\,(\sigma_y^1 - \mu_2\sigma_x^1) \end{cases} \quad \text{și} \quad \begin{cases} \varepsilon_x^3 = \dfrac{1}{E_2}\,(\sigma_x^3 - \mu_2\sigma_y^2) \\ \\ \varepsilon_y^3 = \dfrac{1}{E_1}\,(\sigma_y^3 - \mu_1\sigma_x^3) \end{cases} \tag{5}$$

unde E_1, E_2 sînt modulii de elasticitate, μ_1 și μ_2 coeficienții lui Poisson, iar σ_x^1, σ_y^1 și σ_x^3, σ_y^3 sînt componentele tensiunii în cele două straturi.

Deoarece materialul polimer din stratul 2 este admis ca un material cu proprietăți ereditare, vom considera că legătura între tensiune și deformație este de forma [3] :

$$\varepsilon_{xz} = \frac{\tau_{xz}}{2G} + \frac{1}{2G}\int_0^t K(t-S)\,\tau_{xz}(S)\,dS$$

$$\varepsilon_{yz} = \frac{\tau_{yz}}{2G} + \frac{1}{2G}\int_0^t K(t-S)\,\tau_{yz}(S)\,dS \tag{6}$$

unde $K(x)$ este nucleul de fluaj, iar G este modulul de forfecare.

În sfîrșit avem în vedere că forțele P_y^1 și P_x^3 sînt legate prin condiția de echilibru :

$$P_x^1 + P_x^3 = -P \tag{7}$$

fapt care conduce la constatarea că forțele interne $P_y^i (i = 1,3)$ sînt mici în comparație cu P_x^i, așa încît, într-o primă aproximare le putem neglija : $P_y^i = 0 (i = 1,3)$.

Mai departe din (1) și (2) avem :

$$\frac{\partial^2 P_x^1}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 F_y^1}{\partial x \partial y} = -\frac{\partial \tau_{xz}}{\partial x}$$

și analog pentru (2) (8)

$$\frac{\partial^2 F_x^1}{\partial x \partial y} = -\frac{\partial \tau_{yz}}{\partial y}$$

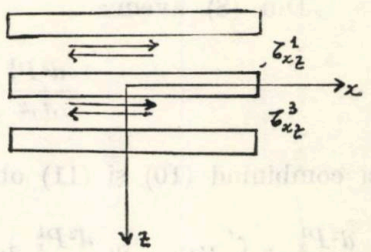


Fig. 3. Sensul de acțiune al tensiunilor tangențiale în straturile extreme

Din (4), (3) și (5) avem :

$$\frac{\partial \varepsilon_{xz}}{\partial x} = \frac{1}{2h}\left(\frac{\partial u_3}{\partial x} - \frac{\partial u_1}{\partial x}\right) = \frac{1}{2h}\,(\varepsilon_x^3 - \varepsilon_x^1) =$$

$$= \frac{1}{2h}\left[\frac{1}{E_2}(\sigma_x^3 - \mu_2\sigma_y^3) - \frac{1}{E_1}(\sigma_x^1 - \mu_1\sigma_y^1)\right]$$

(9)

$$\frac{\partial \varepsilon_{yz}}{\partial y} = \frac{1}{2h}\left[\frac{1}{E_1}(\sigma_y^3 - \mu_1\sigma_x^3) - \frac{1}{E_2}(\sigma_y^1 - \mu_2\sigma_x^1)\right]$$

sau cum: $\sigma_x^1 = \frac{P_x^1}{b}$, $\sigma_x^3 = \frac{P_x^3}{b}$, $\sigma_y^1 = \sigma_y^2 = 0$, rezultă,

$$\frac{\partial \varepsilon_{xz}}{\partial x} = \frac{1}{2hb}\left[\frac{1}{E_2}P_x^3 - \frac{1}{E_1}P_x^1\right] \text{ sau } 2hb\left(\frac{\partial \varepsilon_{xz}}{\partial x} + \frac{\partial \varepsilon_{yz}}{\partial y}\right) =$$

$$\frac{\partial \varepsilon_{yz}}{\partial y} = \frac{1}{2hb}\left[\frac{\mu_2}{E_2}P_x^1 - \frac{\mu_1}{E_1}P_x^3\right] \quad \left(\frac{1+\mu_1}{E_1} - \frac{1+\mu_2}{E_2}\right)P$$

Pe de altă parte din (6) avem:

$$\frac{\partial \varepsilon_{xz}}{\partial x} + \frac{\partial \varepsilon_{yz}}{\partial y} = \frac{1}{2G}\left[\frac{\partial \tau_{xz}}{\partial x} + \frac{\partial \tau_{yz}}{\partial y} + \int_0^t K(t-S)\left(\frac{\partial \tau_{xz}}{\partial x} + \frac{\partial \tau_{yz}}{\partial y}\right)\right]dS$$

Din cele două egalităţi de mai sus rezultă:

$$\frac{1}{2hb}\left(\frac{1+\mu_1}{E_1} - \frac{1+\mu_2}{E_2}\right)P = \frac{1}{2G}\left[\frac{\partial \tau_{xz}}{\partial x} + \frac{\partial \tau_{xz}}{\partial y} + \right.$$

$$\left. + \int_0^t K(t-S)\cdot\left(\frac{\partial \tau_{xz}}{\partial x} + \frac{\partial \tau_{yz}}{\partial y}\right)dS\right] \tag{10}$$

Din (8) avem:

$$\frac{d^2P_x^1}{dx^2} = \left(\frac{\partial \tau_{xz}}{\partial x} + \frac{\partial \tau_{yz}}{\partial y}\right) \tag{11}$$

şi combinînd (10) şi (11) obţinem:

$$\frac{d^2P_x^1}{dx^2} + \int_0^t K(t-S)\frac{d^2P_x^1}{dx^2}ds = \frac{G}{hb}\left(\frac{E_1 - E_2 - \mu_1E_2 + E_1\mu_2}{E_1E_2}\right)P \tag{12}$$

S-au dacă notăm:

$$P_x^1 \equiv A \text{ şi } \frac{G}{hb}\left(\frac{E_1 - E_2 - \mu_1E_1 + E_1\mu_2}{E_1E_2}\right) = \alpha \tag{13}$$

avem :

$$\frac{d^2A}{dx^2} + \int_0^t K(t-S)\,\frac{d^2A}{dx^2}\,dS = \alpha \cdot P \tag{14}$$

Am obţinut deci o ecuaţie integrodiferenţială în tensiunea internă $P_x^1 = A$

Căutăm soluţia de forma :

$$A(x) = \sum_n a_n(t)\,\cos\frac{\pi n x}{l} \tag{15}$$

şi ţinem cont de descompunerea :

$$\frac{\pi}{4} = \sum_n \frac{1}{n}\sin\frac{\pi n}{2}\cos\frac{\pi n x}{l} \tag{16}$$

Atunci din (14) avem :

$$\sum_n \left[-\left(\frac{\pi n}{l}\right)^2 a_n(t) - \left(\frac{\pi n}{l}\right)^2 \cdot \int_0^t K(t-S)a_n(S)dS \right] \cdot \cos\frac{\pi n x}{l} =$$

$$= \sum_n \left(\alpha \cdot P(t)\,\frac{4}{\pi n}\sin\frac{\pi n}{2} \right)\cos\frac{\pi n x}{l}$$

şi de aici prin identificare se obţine :

$$-\left(\frac{\pi n}{l}\right)^2 \left[\cdot a_n(t) + \int_0^t K(t-S)a_n(S)dS \right] = \alpha \cdot P(t)\,\frac{4}{\pi n}\underset{n\in N}{\sin}\frac{\pi n}{2} \tag{17}$$

sau :

$$\int_0^t K(t-S)a_n(S)dS + a_n(t) = \beta_n(t) \tag{18}$$

unde :

$$\beta_n(t) = -\alpha\,\frac{4l^2}{(\pi n)^3}\sin\frac{\pi n}{2}\cdot P(t) \tag{19}$$

Soluţia ecuaţiei integrale (18) va fi :

$$a_n(t) = \beta_n(t) - \int_0^t T(t-S)\cdot\beta_n(S)dS \tag{20}$$

unde, nucleele K și T sînt legate prin relația :

$$T(t) - K(t) = \int_0^t K(t - S)T(s)dS \tag{21}$$

Alegînd funcțiile T și K (în particular) în forma :

$$T(t) = B\ e^{-ht}\ t^{\gamma-1}$$

care satisfac (21) (22)

$$K(t) = \frac{e^{-ht}}{t} \sum_n \frac{[B\Gamma(\gamma)]^n}{\Gamma(\gamma^n)} \cdot t^{\lambda n},\ (\gamma > 0)$$

(unde constantele $h < \alpha < 1$, $h > 0$, $B > 0$ se pot determina experimental [3] din experiențe la fluaj sau relaxare prin metoda suprapunerii), obținem soluția (20) de forma :

$$a_n(t) = C_n\left[\ t - \int_0^t \frac{Be^{-h(t-S)}}{(t - s)^{1-\gamma}} S\ dS\ \right] \tag{23}$$

S-a considerat că $\beta_n(t) = C_n \cdot t$ (este o dependență liniară) (o particularizare). Mai de parte integrînd prin părți primim :

$$a_n(t) = C_n\left[t - \left(t - \frac{\gamma}{h}\right)\int_0^t \frac{e^{-hu}}{u^{1-\gamma}} du - \frac{t}{h}\frac{e^{-ht}}{t^{1-\gamma}}\right] \tag{24}$$

Valorile integralei se pot tabela.

Cu aceasta soluția ecuației (14) respectiv (12) este perfect determinată dacă avem în vedere (24) și (15), adică :

$$P_x^1(x) = \sum_n C_n\left[t - \left(t - \frac{\gamma}{h}\right)\int_0^t \frac{e^{-hu}}{u^{1-\gamma}} du - \frac{t}{h}\frac{e^{-ht}}{t^{1-\gamma}}\right] \cdot \cos\ \frac{\pi n x}{l} \tag{25}$$

$$\text{cu } C_n = \frac{\beta_n(t)}{t} \text{ (și } \beta_n(t) \text{ dat de (19))}$$

$$\sigma_x^1 = \frac{1}{b} P_x^1. \text{ Analog pe stratul cu indice „3".} \tag{26}$$

BIBLIOGRAFIE

1. *T. Oghibalov*, Mehanica armirovanîh plasticov, *I.A.V. Syvorova* Leningrad, 1961
2. *I. Solomon*, Elasticitate liniară, Ed. Acad. R.S.R. București, 1969
3. *Bland și Lee* Bazele viscoelasticității liniare M. 1965

Stress Determination in a Compressed Stratified Material

Considering the case of a body made up of thne strata that undergols an exterior compressing force P, that is acting along an axis on the 1st. Let us assume that the material layer in the 1st and 3rd layer respectively is an orthothrope material, while the connecting material in the 2nd layer is a polymerous, hereditary, visco-elastic material. We are to determine the components of the tension in the three layers.

BULETINUL INSTITUTULUI POLITEHNIC „GHEORGHE GHEORGHIU-DEJ"
BUCUREȘTI
SERIA ELECTROTEHNICĂ
Tomul XLI — 1979, Numărul 1

C.Z.: 519. 41/. 48

ASUPRA ALGEBREI NUMERELOR STRUCTURALE

VALERIU BREAZU

Problema determinării tuturor arborilor și coarborilor unui graf are o importanță deosebită în calculul rețelelor electrice cu ajutorul formulelor topologice Numerele structurale și produsul structural reprezintă un mod de soluționare a acestei probleme [1]. În articolul de față dăm cadrul algebric pentru introducerea numerelor structurale permițind astfel deducerea rezultatelor ce justifică și delimitează metoda de calcul a arborilor și coarborilor.

1. Preliminarii

Faptele fundamentale de la care s-a pornit sînt următoarele :

Fie T o mulțime, $A = \{A_1, \ldots, A_n\}$, $B = \{B_1, \ldots, B_m\}$ unde A_i și B_j sînt părți ale lui T. A și B se numesc numere structurale iar produsul structural $A \cdot B$ se obține astfel :

a) se calculează mulțimile $C_{ij} = A_i \cup B_j$ pentru perechile (i, j) pentru care $A_i \cap B_j = \emptyset$;

b) dintre mulțimile C_{ij} se elimină cele care apar de un număr par de ori;

c) $A \cdot B$ este mulțimea mulțimilor rămase.

În cazul în care T este mulțimea laturilor unui graf produsul structural căpăta o semnificație specială.

Considerînd un graf cu muchiile 1,2,3,4,5 cu nodurile (1,2), (1,3) (2,3), (3,4), (3,5), (4,5). și secțiunile asociate nodurilor : $S_1 = \{1, 2\}, S_2 = \{1, 2, 4\}, S_3 = \{2, 3, 5\}$, vom calcula produsul structural al numerelor structurale :

$$\lambda(S_1) = \{\{1\}, \{2\}\}; \quad \lambda(S_2) = \{\{1\}, \{3\}, \{4\}\}; \quad \lambda(S_3) = \{\{2\}, \{3\}, \{5\}\}$$

Manuscris predat redacției la data de 12 iunie
* Inginer la I.I.R.U.C. București

Avem :

$$\lambda(S_1)\cdot\lambda\, S_2 = \{\,1,2\,\},\ \{1,\,3\},\ \{1,\,4\},\ \{2,\,3\},\ \{2,\,4\}\}\ \text{și}\ (\lambda(S_1)\cdot\lambda(S_2))\cdot\lambda(S_3) =$$
$$= \{\{1,\,2,\,4\},\ \{1,\,3,\,4\},\ \{2,\,3,\,4\},\ \{1,\,3,\,5\},\ \{1,\,4,\,5\},\ \{1,\,2,\,5\},\ \{2,\,3,\,5\},$$
$$\{2,\,4,\,5\}\}.$$

Observăm că acest produs structural coincide cu mulțimea tuturor arborilor grafului. Paragrafele următoare vor justifica această observație

2. Algebra numerelor structurale

Fie $T = \{a_1, \ldots, a_m\}$ o mulțime finită. Mulțimea părților lui T, $P(T)$ formează împreună cu diferența simetrică de mulțimi un grup abelian notat $(P(T), +)$, elementul neutru fiind $\emptyset$ (mulțimea vidă) și existînd oricare ar fi $A \in P(T)$ relația $A + A = \emptyset$. Aceasta permite organizarea lui $P(T)$ ca spațiu vectorial peste corpul claselor de resturi modulo 2 pe care îl notăm $Z_2 \cdot \{\{a_1\{, \ldots, \{a_m\}\}$ este o bază în acest spațiu vectorial astfel ca orice $A \in P(T)$ se scrie în mod unic :

$$A = \alpha_1\{a_1\} + \ldots + \alpha_m\{a_m\} \text{ cu } \alpha_i \in Z_2 \text{ și } \alpha_i = 1$$

dacă și numai dacă $a_i \in A$.

Aceeași construcție permite să organizăm $P^2(T) = P(P(T))$ ca spațiu vectorial 2^m — dimensional peste Z_2.

Exista două scufundări ale lui $P(T)$ în $P^2(T)$. Prima, în sensul teoriei mulțimilor asociază $A \to \{A\}$. Cealaltă este o aplicație liniară $\lambda : P(T) \to P^2(T)$ definită prin :

$$\lambda(\{a_i\}) = \{\{a_i\}\} \quad i = 1, \ldots, m$$

și extinsă apoi prin liniaritate la $P(T)$.

Vom defini un produs în $P^2(T)$ cu ajutorul structurii de spațiu vectorial finit-dimensional.

a) Între vectorii bazei :

$$\{A\}\cdot\{B\} = \begin{cases} \{A \cap B\} & \text{dacă } A \cap B \neq \emptyset \\ \emptyset & \text{dacă } A \cap B = \emptyset \end{cases} \quad \text{oricare ar fi } A,\ B \in P(T)$$

b) oricare ar fi $X,\ Y \in P^2(T)$ scriind

$$X = \sum_{A \in P(T)} \alpha_A\{A\}; \qquad Y = \sum_{B \in P(T)} \beta_B\{B\}$$

definim

$$X \cdot Y = \sum_{A,B \in P(T)} (\alpha_A \cdot \beta_B)\ (\{A\}\cdot\{B\})$$

În particular, pentru $j_1, \ldots, j_p$ distincți :

$$\{\{a_{i_1}\}\}\ldots\ldots\{\{a_{i_p}\}\} = \{\{a_{i_1}, \ldots, a_{i_p}\}\}$$

Observăm ca $\{\emptyset\}$ se comportă ca element neutru pentru produsul definit. Se arată că $(P^2(T), +, ., Z_2)$ este o algebră comutativă. O vom numi algebra numerelor structurale, elementele ei fiind numerele structurale, iar produsul definit mai sus produsul structural.

Algebra numerelor structurale posedă proprietatea fundamentală:

$$X \cdot X = \begin{cases} \emptyset & \text{dacă } \emptyset \notin X \\ \{\emptyset\} & \text{dacă } \emptyset \in X \end{cases}.$$

Mulțimea $\{X \in P^2(T) \mid X^2 = \emptyset\}$ este o subalgebră a algebrei numerelor structurale și o vom nota cu N. Observăm că aplicația λ ia valori în N.

În general considerînd o algebră $(W, +, ., K)$ peste corpul comutativ K, avînd proprietatea $x^2 =$ o oricare ar fi $x \in W$, deducem că $xy + yx = 0$ adică W este anticomutativă. În cazul lui N lucrurile se împacă deoarece în Z_2 avem $-1 = 1$ deci comutativitatea coincide cu anticomutativitatea

Fie $x_1, \ldots, x_q$ din W distincte, iar (α_{ij}) $i = 1, \ldots, p$, $j = 1, \ldots q$ $p \leqslant q$, o matrice $p \times q$ de elemente din K. Notăm:

$$y_i = \sum_{j=1}^{q} \alpha_{ij} x_j \quad i = 1, \ldots, p.$$

PROPOZIȚIA 1. Coeficientul lui $x_{j_1} \ldots x_{j_p}$ din produsul $y_1 \ldots y_p$ este egal cu determinantul format cu coloanele $j_1, \ldots, j_p$ din matricea (α_{ij}) luate în aceasta ordine.

Demonstrație Cînd se face produsul $y_1 \ldots y_p$ toți termenii în care un x_j se repetă vor fi 0 deoarece $x_j^2 = 0$ și se folosește anticomutavitatea. Rămîne:

$$y_1 \ldots y_p = \sum_{(j_1, \ldots, j_p)} \sum_{I} \alpha_{j_1 I(j_1)} \ldots \alpha_{j_p I(j_p)} x_{I(j_1)} \ldots x_{I(j_p)}$$

Prima sumă se face după toate combinările de p obiecte din q, $(j_1, \ldots, j_p)$ fiind o permutare fixată a combinării curente. A doua sumă se face după toate permutările I ale lui $(j_1, \ldots, j_p)$.

Aplicînd proprietatea de anticomutavitate și notînd cu $s(I)$ numărul de inversiuni ale lui I, rezultă:

$$y_1 \ldots y_p = \sum_{(j_1, \ldots, j_p)} \left(\sum_{I} (-1)^{s(I)} \alpha_{j_1 I(j_1)} \ldots \alpha_{j_p I(j_p)} \right) x_{j_1} \ldots x_{j_p}$$

ceea ce încheie demonstrația.

Vom aplica acest rezultat în cazul algebrei N. Fie

$A_1, \ldots, A_p$ din $P(T)$, $A_i = \sum_{j=1}^{m} \alpha_{ij} \{a_j\}$, $i = 1, \ldots, p$. Deducem:

COROLARUL 1.

$\{a_{j_1}, \ldots a_{j_p}\}$ aparține produsului structural $\lambda(A_1) \ldots . \lambda(A_p)$ dacă și numai dacă coloanele $j_1, \ldots, j_p$ ale matricii (α_{ij}) formează un determinant nenul.

3. Determinarea arborilor şi coarborilor unui graf

Fie G un graf neorientat cu l laturi şi n noduri, conex. L fiind mulţimea laturilor grafului, $P(L)$ este spaţiu vectorial l — dimensional peste Z_2 şi îl notăm cu V_G. Mai notăm cu V_Q subspaţiul vectorial generat de mulţimea buclelor grafului. După cum se ştie dim $V_Q = n - 1$ iar dim $V_B = l - n + 1$.

Dacă $A_1, \ldots, A_p$ sînt vectori din $P(L)$ vom nota cu $M(A_1, \ldots, A_p)$ matricea $p \times l(\alpha_{ij})$ definită astfel:

$$\alpha_{ij} = \begin{cases} 1 \text{ dacă latura } j \text{ aparţine lui } A_i \\ 0 \text{ altfel} \end{cases}$$

Cu aceasta notaţie avem următorul rezultat [2]:

PROPOZIŢIA 2. Fie $\{S_1, \ldots, S_{n-1}\}$ o bază în V_Q. Atunci $n - 1$ laturi oarecare din L formează un arbore dacă şi numai dacă cele $n - 1$ coloane din $M(S_1, \ldots, S_{n-1})$ corespunzătoare acestor laturi formează un determinant nenul.

Este de asemenea valabil dualul acestui rezultat:

PROPOZIŢIA 2'. Fie $\{B_1, \ldots, B_{l-n+1}\}$ o bază în V_B. Atunci $l-n+1$ laturi din L formează un arbore dacă şi numai dacă cele $l - n + 1$ coloane $M(B_1, \ldots, B_{l-n+1})$ corespunzătoare acestor laturi formează un determinant nenul.

Comparînd aceste propoziţii cu COROLARUL 1 se obţin rezultatele care fundamentează metoda produsului structural:

TEOREMA 1 Dacă $\{S_1, \ldots, S_{n-1}\}$ este o bază în V_Q atunci produsul structural

$$\prod_{i=1}^{n-1} \lambda(S_i)$$

coincide cu mulţimea *arborilor grafului.*

În particular, produsul structural a $n - 1$ noduri (cum a fost cazul în 1.) sau al unui sistem fundamental (după un arbore dat, particular), de secţiuni, va da toţi arborii grafului.

TEOREMA 1' Dacă. $\{B_1, \ldots, B_{l-n+1}\}$ este o bază în V_B atunci produsul structural

$$\prod_{i=1}^{n-1} \lambda(B_i)$$

coincide cu mulţimea *coarborilor* grafului.

În particular, produsul structural al unui sistem fundamental (după un coarbore dat) de bucle şi, în cazul G-planar, a $l - n + 1$ ochiuri conţine toţi coarborii grafului.

BIBLIOGRAFIE

1. *S. BEELLERT, H. WOZNIACKI* Analiza i sinteza ukladow electricznych metoda liczb structuralnych, Varsovia 1969/trad. lb. rusa MIR 1972
2. *S. SESHU, M.B. REED* Linear graphs and electrical networks, Reading Massachusets /U.S.A/ 1961.

On the Algebra of the Struetural Numbers

Structural numbers provide a method for computing all trees and their duals in a network.

We give an adequate algebraic frame for introducing structural numbers and structural product. This enables derivation of the fundamental results that justify and clarify the tree-computing method.

BULETINUL INSTITUTULUI POLITEHNIC „GHEORGHE GHEORGHIU-DEJ"
BUCUREȘTI
SERIA ELECTROTEHNICĂ
Tomul XLI — 1979, Numărul 1

C. Z.: 517.948.32

ОБ ОДНОЙ ЗАДАЧЕ ДЛЯ ЭКСТРЕМАЛЬНО-ИНТЕГРО-ДИФФЕРЕНЦИАЛЬНЫХ УРАВНЕНИЙ С ОТКЛОНЯЮЩИМСЯ АРГУМЕНТОМ СВЕРХНЕЙТРАЛЬНОГО ТИПА

Т. НИКОЛОВА, Д. БАЙНОВ*

Доказаны теоремы существования решения одной краевой задачи для экстремально-интегро-дифференциальных уравнений с отклоняющимся аргументом сверхнейтрального типа.

Рассмотрим краевую задачу

$$\dot{x}(t) = \min_{q} \max_{p} f \left\{ p, q, t, x(t), x(\tau_0^{x(t)}), \dot{x}(t), \dot{x}(\tau_0^{x(t)}), \right.$$

$$\left. \int_0^t F(p, q, t, s, x(s), x(\tau_0^{x(s)}), \dot{x}(s), \dot{x}(\tau_0^{x(s)}))\,\mathrm{d}s \right\}, \qquad t \in \mathrm{I} = [0, T], \qquad (1)$$

$$Ax(0) + Bx(T) = 0 \qquad (2$$

где $x \in R^n$, $f \in R^n$ и $F \in R^l$ (n и l — натуральные числа) при каждом $t \in I$; A и B — постоянные $n \times n$ — матрицы; преобразованный аргумент $\tau t_0^{x(t)}$ определяется при помощи рекуррентных соотношений:

$$\tau_k^{x(t)} = \tau_k(t, x(t), x(\tau_{k+1}^{x(t)}), \dot{x}(t), \dot{x}(\tau_{k+1}^{x(t)})), k = 0, 1, \ldots, m-1 \ (m \geqslant 1)$$

$$\tau_m^{x(t)} = \tau_m(t, x(t), \dot{x}(t)).$$

Отметим, что краевые задачи для дифференциально-экстремальных уравнений с запаздывающим аргументом рассмотрены в [1] и [2].

Предположим, что функции $f(p, q, t, \xi_1, \xi_2, \eta_1, \eta_2, u), F(p, q, t, s, u_1, u_2, V_1, V_2)$, $\tau_k\,(t, \xi_1, \xi_2, \eta_1, \eta_2)$ $(k = 0, 1, \ldots, m-1)$ и $\tau_m(t, \xi_1, \eta_1)$ опре-

Принято в редакцию 29II 1976
* Пловдивский Университет — Болгария

делены соответственно в областях

$$G_f = S \times S \times I \times G_1 \times G_1 \times G_2 \times G_2 \times G_3,$$

$$G_F = S \times S \times I \times I \times G_1 \times G_1 \times G_2 \times G_3.$$

$$G_{\tau_k} = I \times G_1 \times G_1 \times G_2 \times G_2, \qquad k = 0, 1, \ldots, m-1,$$

$$G_{\tau_m} = I \times G_1 \times G_2,$$

где $S \subset R$ — ограниченное замкнутое множество, а $G_i \subset R$ $(i = 1, 2, 3)$ определяются следующим образом:

$$G_i = \{\xi : |\xi| \leqslant g_i\} \quad (i = 1, 2, 3; \ g_i = \text{const} > 0)$$

($|\cdot|$ — некоторая норма в соответствующем конечномерном пространстве); при фиксированных t, ξ_1, ξ_2, η_1, η_2, минимакс в правой части уравнения (I) по параметрам p и q достигается при $r = (p, q) \in S \times S$.

Обозначим через (C) следующую группу условий:

С1. Матрица $A + B$ — неособая.

С2. Существует неотрицательная интегрируемая на интервале I функция $\Gamma(t)$ такая, что

$$\delta_0 \int_0^T \Gamma(t)\, dt \leqslant g_1,$$

где

$$\delta_0 = 1 + |(A + B)^{-1} B|$$

и

$$\sup_{t \in I} \Gamma(t) = K \leqslant g_2.$$

С3. В областях G_f и G_{τ_s} соответственно функции f и τ_s удовлетворяет неравенствам

$$\max_{r \in S \times S} |f(p, q, t, \xi_1, \xi_2, \eta_1, \eta_2, u) - f(p, q, \bar{t}, \bar{\xi}_1, \bar{\xi}_2, \bar{\eta}_1, \bar{\eta}_2, \bar{u})| \leqslant$$

$$\leqslant L_1 |t - \bar{t}| + L_2 |\xi_1 - \bar{\xi}_1| + L_3 |\xi_2 - \bar{\xi}_2| + L_4 |\eta_1 - \bar{\eta}_1| +$$

$$+ L_5 |\eta_2 - \bar{\eta}_2| + L_6 |u - \bar{u}|,$$

$$\sup \{ \max_{r \in S \times S} |f(p, q), t, \xi_1, \xi_2, \eta_1, \eta_2, u)| : (\xi_1, \xi_2, \eta_1, \eta_2, u) \in$$

$$\in G_1 \times G_1 \times G_2 \times G_2 \times G_3 \} \leqslant \Gamma(t);$$

$$|\tau_k(t, \xi_1, \xi_2, \eta_1, \eta_2) - \tau_k(\bar{t}, \bar{\xi}_1, \bar{\xi}_2, \bar{\eta}_1, \bar{\eta}_2)| \leqslant \alpha_1 |t - \bar{t}| + \alpha_2 |\xi_1 - \bar{\xi}_1| +$$

$$+ \alpha_3 |\xi_2 - \bar{\xi}_2| + \alpha_4 |\eta_1 - \bar{\eta}_1| + \alpha_5 |\eta_2 - \bar{\eta}_2 +|, \quad k = 0, 1, \ldots, m-1,$$

$$|\tau_m(t, \xi_1, \eta_1) - \tau_m(\bar{t}, \bar{\xi}_1, \bar{\eta}_1)| \leqslant \alpha_1 |t - \bar{t}| + \alpha_2 |\xi_1 - \bar{\xi}_1| + \alpha_4 |\eta_1 - \bar{\eta}_1|,$$

$$0 \leqslant \tau_k^{x(t)} \leqslant T, \quad t \in I \quad (k = 0, 1, \ldots, m).$$

С4. В области G_F функция $F(p, q, t, s, u, u_2, v_1, v_2)$ удовлетворяет условию Липшица по t с константой M_1 и непрерывна по s, u_1, u_2, v_1, v_2; $PT \leqslant g_3$, где

$$P = \sup \{F(p, q, t, s, u_1, u_2, v_1, v_2) : (p, q, t, s, u_1, u_2, v_1, v_2) \in G_F\}.$$

С5. Выполнены неравенства:

$$L_4 \leqslant 1.$$

$$b = (1 - L_4)(1 - \alpha_3 K) + \alpha_5 [L_1 + KL_2 + L_6(TM_1 + P)] -$$

$$- KL_3\alpha_4 - L_5(\alpha_1 + \alpha_2 K) > 0,$$

$$1 - \alpha_3 K \geqslant 0,$$

$$b^2 \geqslant 4ac,$$

где

$$a = \alpha_5(L_4 - 1) - \alpha_4 L_5,$$

$$c = -(1 - \alpha_3 K)[L_1 + KL_2 + L_6(TM_1 + P)] - KL_3(\alpha_1 + \alpha_2 K).$$

Пусть $C^n(I)$ — пространство непрерывных n — мерных векторных функций $z : I \xrightarrow{z} R^n$ с метрикой, порожденной нормой

$$\|z\| = \sup_{t \in I} |z(t)|. \tag{2}$$

Обозначим через Ω множество всех функций $z \in C^n(I)$, которые удовлетворяют условиям:

$$|z(t)| \leqslant \Gamma(t), \quad t \in I, \tag{4}$$

$$|z(t) - z(\bar{t})| \leqslant \beta |t - \bar{t}|, t, \quad \bar{t} \in I, \tag{5}$$

где

$$\beta = \begin{cases} \dfrac{-b + \sqrt{b^2 - 4ac}}{2a} & \text{при} \quad a \neq 0 \\ -\dfrac{c}{b} & \text{при} \quad a = 0, \ c \neq 0 \\ \text{произвольное положительное число} & \text{при } a = 0, \ c = 0. \end{cases} \tag{6}$$

ТЕОРЕМА 1. Если выполнены условия (С) и неравенство

$$\alpha_3 K + \alpha_5 \beta < 1.$$

то краевая задача (1), (2) имеет по крайней мере одно решение в классе дифференцируемых на интервале I функций $x(t)$, производная $\dot{x}(t)$ которых принадлежит множеству

Доказательство. Пусть оператор Π действует в множестве Ω по формуле

$$\Pi z(t) = \min_q \max_p f \left\{ p, q, t, x(t), x(\tau_0^{x(t)}), z(t), z(\tau_0^{x(t)}), \right.$$

$$\left. \int_0^t F(p, q, t, s, x(s), x(\tau_0^{x(s)}), z(s), z(\tau_0^{x(s)}))\, \mathrm{d}s \right\}, \quad t \in I,$$

где

$$x(t) = \int_0^t z(\mathrm{d}s) - (A + B)^{-1} B \int_0^T z(s)\, \mathrm{d}s. \tag{7}$$

Операторное уравнение $\Pi z = z$ эквивалентно краевой задаче (1), (2).

Покажем, что оператор Π отображает множество Ω в себя. Действительно, из условия С3 следует, что функция Πz удовлетворяет условию (4) при $z \in \Omega$.

Пусть $t, \bar{t} \in I$ и $z \in \Omega$ а $x(t)$ соответствует $z(t)$ по формуле (7). Тогда из леммы в (3) и условий (7), С1—С5 и (6) следуют неравенства:

$$|x(t) - x(\bar{t})| \leqslant K |t - \bar{t}|\ ;$$

$$|\tau_m^{x(t)} - \tau_m^{(x)\bar{t}}| = |\tau_m(t, x(t), z(t)) - \tau_m(\bar{t}, x(\bar{t}), z(\bar{t}))| \leqslant$$

$$\leqslant \alpha_1 |t - \bar{t}| + \alpha_2 |x(t) - x(\bar{t})| + \alpha_4 |z(t) - z(\bar{t})| \leqslant$$

$$\leqslant (\alpha_1 + \alpha_2 K + \alpha_4 \beta) |t - \bar{t}|\ ;$$

$$|\tau_k^{x(t)} - \tau_k^{(\bar{\tau})}| = |\tau_k(t, x(t), x(\tau_{k+1}^{x(t)}), z(t), z(\tau_{k+1}^{x(t)})) -$$

$$- \tau_k(\bar{t}, x(\bar{t}), x(\tau_{k+1}^{x(\bar{t})}), z(\ ), z(\tau_{k+1}^{2(\bar{\tau})}))| \leqslant$$

$$\leqslant \alpha_1 |t - \bar{t}| + \alpha_2 |x(t) - x(\bar{t})| + \alpha_3 |x(\tau_{k+1}^{x(t)}) - x(\tau_{k+1}^{x(\bar{t})})| +$$

$$+ \alpha_4 |z(t) - z(\bar{t})| + \alpha_5 |z(\tau_{k+1}^{x(t)}) - z(\tau_{k+1}^{x(\bar{t})})| \leqslant$$

$$\leqslant (\alpha_1 + \alpha_2 K + \alpha_4 \beta) |t - \bar{t}| + (\alpha_3 K + \alpha_5\ \beta) |\tau_{k+1}^{x(t)} - \tau_{k+1}^{x(\bar{\tau})}|\ ;$$

$$|\tau_0^{x(t)} - \tau_0^{x(\tau)}| \leqslant (\alpha_1 + \alpha_2 K + L\alpha_4\beta)\frac{1-(\alpha_3 K+\alpha_5\beta)^{m+1}}{1-(\alpha_3 K+\alpha_5\beta)}\cdot|t-\tilde{t}|;$$

$$|\Pi z(t) - \Pi z(\tilde{t})| \leqslant \max_{r\in S\times S} f\Big\{(p, q, t, x(t), x(\tau_0^{x(t)}), z(t), z(\tau_0^{x(t)}),$$

$$\int_0^t F(p, q, t, s, x(s), x(\tau_0^{x(s)}), z(s), z(\tau_0^{x(s)}))\,\mathrm{d}s\Big\} -$$

$$-f\Big\{p, q, \tilde{t}, x(\tilde{t}), x(\tau_0^{x(\tilde{t})}), z(\tilde{t}), z(\tau_0^{x(\tilde{t})}),$$

$$\int_0^{\tilde{t}} F(p, q, \tilde{t}, s, x(s), x(\tau_0^{x(s)}), z(s), z(\tau_0^{x(s)}))\,\mathrm{d}s\Big\}\Big| \leqslant$$

$$\leqslant [L_1 + KL_2 + \beta L_5 + L_6(TM_1 + P)]|t-\tilde{t}| +$$

$$+ (L_3 + \beta L_5)|\tau_0^{x(t)} - \tau_0^{x(\tilde{t})}| \leqslant$$

$$\leqslant \Big[L_1 + KL_2 + \beta L_4 + L_6(TM_1 + P) +$$

$$+ (L_3 + \beta L_5)(\alpha_1 + \alpha_2 K + \alpha_4\beta)\frac{1-(\alpha_3 K+\alpha_5\beta)^{m+1}}{1-(\alpha_3 K+\alpha_5\beta)}\Big]\cdot|t-\tilde{t}| \leqslant$$

$$\leqslant \beta\,|t-\tilde{t}|.$$

Следовательно функция Πz удовлетворяет и условию (5).

Множеств Ω и оператор Π удовлетворяют условиям принципа Шаудера о неподвижной точке. Следовательно оператор Π имеет по крайнеи мере одну неподвижную точку $z \in \Omega$ т.е. краевая задача (1), (2) имеет по крайней мере одно дифференцируемое решение $x(t)$, производная $\dot{x}(t)$ которого принадлежит Ω

ТЕОРЕМА 2. Пусть:

1) выполнены условия теоремы I;

2) $D < 1$, где

$$D = T\delta_0(L_2 + L_3) + L_4 + L_5 + TL_6[T\delta_0(M_2 + M_3) + M_4 + M_5] +$$

$$+ [T\delta_0(\alpha_2 + \alpha_3) + \alpha_4 + \alpha_5]\,[KL_3 + \beta L_5 + \tag{8}$$

$$+ TL_6(KM_3 + \beta M_5)]\cdot\frac{1-(\alpha_3 K+\alpha_5\beta)^{m+1}}{1-(\alpha_3 K+\alpha_5\beta)}$$

3) Вобласти G_F функция $F(p, q, t, s, u_1, u_2, v_1, v_2)$ удовлетворяет условию випшица

$$|F(p, q, t, s, u_1, u_2, v_1, v_2) - F(p, q, t, s, \bar{u}_1, \bar{u}_2, \bar{v}_1, \bar{v}_2)| \leqslant$$

$$\leqslant M_2|u_1 - \bar{u}_1| + M_3|u_2 - \bar{u}_2| + M_4|v_1 - \bar{v}_1| + M_5|v_2 - \bar{v}_2|. \qquad (9)$$

Тогда краевая задача (1), (2) имеет единственное решение в классе дифференцируемых на интервале I функций $x(t)$, производная $\dot{x}(t)$ которых принадлежит множеству Ω.

Доказательство. Из доказательства теоремы 1 следует, что оператор П отображает множество Ω в себя.

Пусть $z, \bar{z} \in \Omega$, а $x(t)$ и $\bar{x}(t)$ соответвтсуют $z(t)$ и $\bar{z}(t)$ по формуле (7). Тогда, используя (3), (7), (9) и СЗ, получаем последовательно:

$$|z(t) - \bar{z}(t)| \leqslant \|z - \bar{z}\|,$$

$$|x(t) - \bar{x}(t)| \leqslant T\delta_0 \|z - \bar{z}\|$$

$$|\tau_m^{x(t)} - \tau_m^{\bar{x}(t)}| \leqslant (T\alpha_2\delta_0 + \alpha_4)\|z - \bar{z}\|,$$

$$|\tau_k^{x(t)} - \tau_k^{\bar{x}(t)}| \leqslant [T\delta_0(\alpha_2 + \alpha_3) + \alpha_4 + \alpha_5]\|z - \bar{z}\| +$$

$$+ (K\alpha_3 + \beta\alpha_5)|\tau_{k+1}^{x(t)} - \tau_{k+1}^{\bar{x}(t)}|, \qquad k = 0, 1, \ldots, m-1,$$

$$|\tau_0^{x(t)} - \tau_0^{\bar{x}(t)}| \leqslant [T\delta_0(\alpha_2 + \alpha_3) + \alpha_4 + \alpha_5]\frac{1 - (\alpha_3 K + \alpha_5\beta)^{m+1}}{1 - (\alpha_3 K + \alpha_5\beta)}\|z - \bar{z}\|,$$

$$\|\Pi z - \Pi\bar{z}\| \leqslant D\|z - \bar{z}\|.$$

Согласно условия (8), $D < 1$, т.е. оператор П является сжимающим на множестве

Теорема 2 следует из принципа Банаха о неподвижной точке.

ЛИТЕРАТУРА

1. *Исраилов И.*, Об оеной краевой задаче с параметром для дифференциально-экстремальных уравнений с запаздывающим аргументом, Уч. зап. АГУ, 4, 1968.
2. *Исраилов И.*, Об одной краевой задаче с параметром для дифференциально-экстремальных уравнений с авторегулируемым запаздыванием, Тр. Самаркандского у-та, вып. 202, 1972.
3. *Николова Т. Ст., Д. Д. Байнов*, Существование и единственность решения некоторых систем экстремально- интегро-дифференциальных уравнений сверхнейтрального типа, Math. Nachrichten, band 59, 1975.

Asupra unei probleme la limită pentru ecuaţii integro-diferenţiale cu argument întîrziat

În lucrare sînt demonstrate două teoreme de existenţă a soluţiilor unei probleme la limită pentru o ecuaţie integro-diferenţială cu argument întîrziat.

BULETINUL INSTITUTULUI POLITEHNIC „GHEORGHE GHEORGHIU-DEJ"
BUCUREȘTI
SERIA ELECTROTEHNICĂ
Tomul XLI — 1979. Numărul 1

FIZICĂ

C.Z.: 535.41+535.242+535.14

SUR CERTAINES MÉTHODES DE TESTER EN LUMIÈRE LASER DES VALVES ÉLECTROOPTIQUES AUX CLN

I.M. POPESCU, E.V. SOFRON, P.E. STERIAN, R. CHISLEAG*

Pour tester les valves électrooptiques aux cristaux liquides nématiques (VECLN) ayant des grandes surfaces actives, en présence des facteurs externes de type électrique, magnétique, thermique, barique etc., on propose l'estimation des zones d'isotransmission de ces surfaces actives, sur la base d'une représentation bidimensionelle de quelques courbes polynominales approchées partant des données expérimentales, et par l'interférometrie holographique de temps réel.

Ces méthodes peuvent être utilisées à l'étude de certaines structures optimes des valves de lumière pour différentes applications.

Introduction

La diffusion de plus en plus large des dispositifs optoélectroniques aux cristaux liquides nématiques (de type valve de lumière), dans les techniques de traitement, transmission et affichage des données où on demande des grandes surfaces actives, des structures et des configurations géometriques variées, dans les conditions d'une grande répétabilité des paramètres technologiques, met le problème de la recherche des méthodes de plus en plus efficientes pour tester ces dispositifs.

Une première méthode de testage présentée dans le travail permet l'éstimation des zones d'isotransmission des surfaces actives des valves de lumière aux CLN, sur la base de quelques courbes polynominales approchées, en partant depuis un ensemble de données experimentales présenté sous la forme de certaines cartes optimes tracées automatiquement au moyen de l'ordinateur IRIS-50.

Cette méthode reproduit dans une forme extrémement suggestive la distribution bidimensionelle de la transmission de la lumière laser, en présence des facteurs externes de type électrique, magnétique, thermique, barique etc., par l'intermédiaire de laquelle on determine directement les zones de valeurs remarcquables des paramètres fonctionnels.

Aussi on propose l'emploi de la méthode d'interférométrie holographique de temps réel pour mettre en évidence les complexes échanges

Ovrage reçu à la rédaction le 28 Juillet 1978.

* Prof. dr. ing. Chaire de Physique; Lecteur dr. ing. Chaire de Semiconducteurs; Lecteur dr. ing.; Lecteur physicien Chaire de Physique.

dynamiques, qui ont lieu dans la valve de lumière, en présence des facteurs perturbateurs de natures très différentes.

Les déterminations expérimentales ont été faites sur deux dispositifs a MBBA ayant une pureté moyenne, réalisés dans des conditions identiques, dans la structure desquels ayant des configurations standard on peut introduire graduellement de l'air, en influençant d'une façon irrégulière la surface active.

1. L'estimation des zones d'istrotransmission

La configuration expérimentale pour réaliser des déterminations sur les dispositifs VECLN-1 et VECLN-2, présentée dans la figure 1, utilise comme source optique un dispositif laser à He-Ne de 5 mW, avec $\lambda = 632{,}8$ nm.

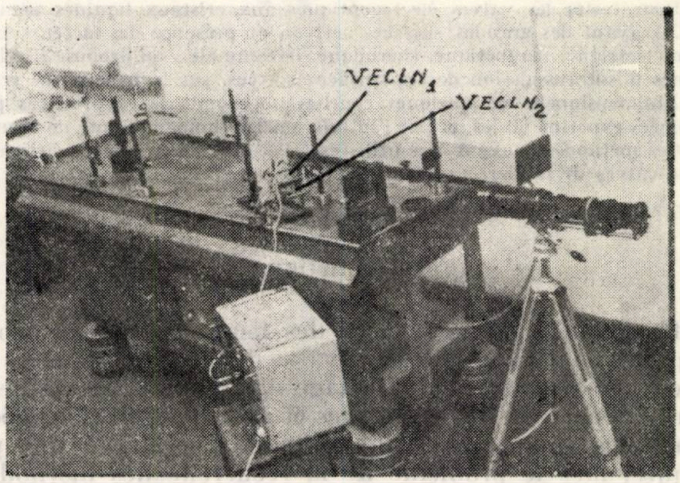


Fig. 1 : Instalation expérimentale utilisée pour l'investigation des VECLN en lumière laser.

Pour chacun des dispositifs on a mesuré la transmission optique t_i par balayage laser dans 57 points d'observation de la surface active, les valeurs obtenues après la normation exprimant la matrice de transmission $T(x, y)$ pour la surface active d'opération.

Pour des appréciations cantitatives sur la distribution des zones d'isotransmission on a utilisé l'approximation des données expérimentales par des courbes polynominales.

Ainsi, en connaissant les valeurs t_i de la quantité considérée, dans les N points d'observation ayant les coordonnées (x_i, y_i), on cherche une expréssion approximante de la forme suivante :

$$T_{pq}(x, y) = d_{00} + \ldots + d_{ij}x^i y^j + \ldots d_{pq}x^p y^q,$$

dans laquelle les coefficients d_{ij} sont déterminés par la méthode des plus petits carrés.

En minimisant l'erreur carrée :

$$E = \sum_{i=1}^{N} \varepsilon_i^2$$

ou

$$\varepsilon_i = t_i - T_{pq}(x, y)$$

en raport avec chaque coefficient d_{ij}, on obtient un système linéaire d'équations. Pour trouver sa solution, on a élaboré un programme pour le calculateur IRIS-50, qui permet le calcul des coefficients d_{ij} pour différents degrés successifs p et q du polynôme $T_{pq}(x, y)$, en cherchant la meilleure approximation.

Par un système *de scales* a 36 niveaux, aux valeurs du polynôme $T_{pq}(x, y)$ on les associe des symboles alfa — numériques a l'aide desquels on édite les mappes aux zones d'isotransmission, en employant des facteurs de scale choisis d'une facon adequate.

Le programme pour tracer les cartes d'isotransmission pour les affichages de type VECLN, a été appliqué pour des valeurs de p et q entre 1 et 9 ; les mappes optimes trouvées ayant le degré 5 pour $VECLN_1$ (fig. 2), aussi bien que pour $VECLN_2$ (fig. 3).

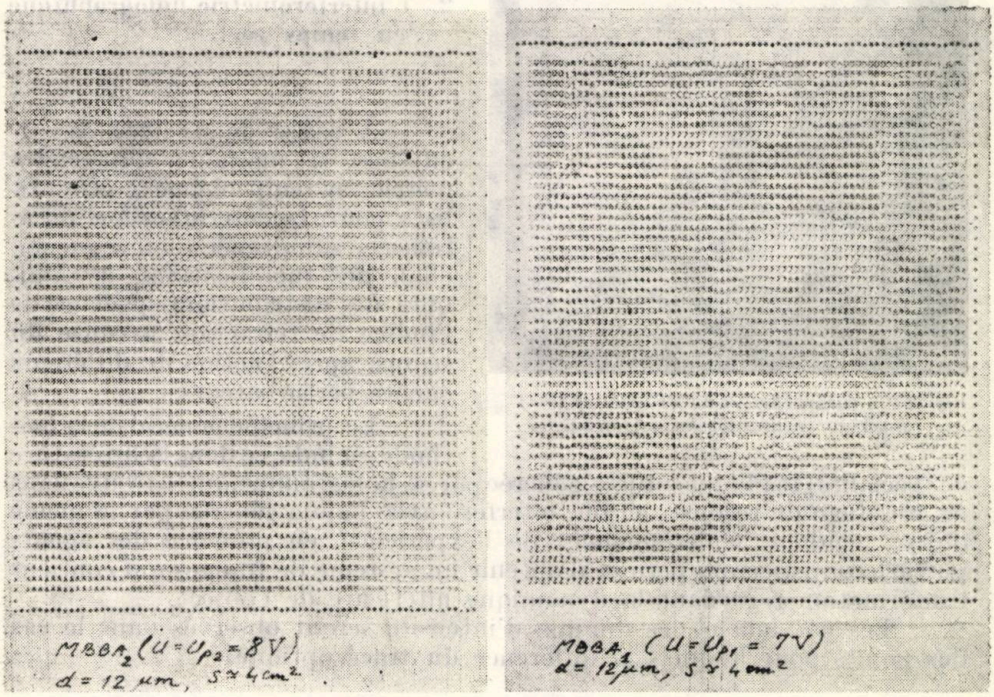


Fig. 2 : La carte optime ayant les zones d'isotransmission pour VECLN à $U = U_{p1}$ (7V).
Fig. 3 : La carte optime ayant les zones d'isotransmission VECLN, à $U = U_{p2}$ (8V).

L'analyse des résultats nous indique la présence d'une structure interne non — uniforme des dispositifs de type VECLN, surtout quand ceux — ci ont de grandes surfaces actives.

C'est ainsi qu'apparaissent des problèmes technologiques nouveaux, qui doivent être résolus non seulement pur la réalisation mais aussi pour l'amélioration des courbes caractéristiques d'isotransmission.

Pour vérifier les résultats obtenus on a fait des appréciations qualitatives, par voie expérimentelle, en photographiant toute la surface active des dispositifs dans un fascicule laser expandé.

Une telle photographie, faite pour VECLN-2 polarisé a la tension du seuil, en est présentée comme éxemple en figure 4.

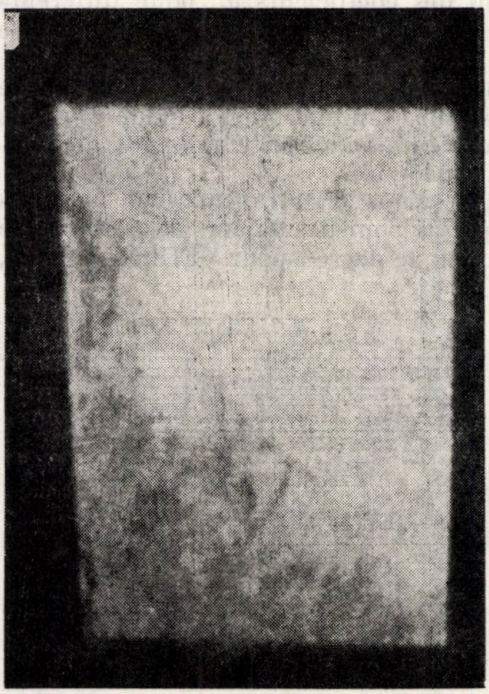


Fig. 4 :La surface active du VECLN, à $U=U_{p2}$, observée en lumière laser transmise.

Cela montre la valabilité de la méthode à tester proposée et toutefois l'efficience de l'emploi du test des plus petits carrés dans ce but. La méthode s'est montrée a être suffisamment forte pour permettre à obtenir des résultats significatifs à l'aide d'un petit nombre de déterminations.

2. L'interférométrie holographique en temps réel.

À cause de ses qualités spécifiques, la méthode d'interférométrie en temp réel peut être utilisée pour la détermination différenciée, simultanée (non-séquencielle), des modifications dynamiques des distributions spaciales de l'indice de refraction a cause du temps, après l'action de différents agents perturbateurs.

Le principe général de la méthode est indiqué dans la littérature de spécialité[1] ; l'onde object génerée par sa hologramme,qui se trouve dans un montage de reconstruction, interfère avec l'onde génerée par le même object pendant le déroulement de l'expérience, en présence des agents perturbaterus, ce qui permet d'obtenir un système de franges qui contient l'information regardant la dynamique ultérieure de l'object.

Les maxima et les minima d'intensité seront observés dans le cas des points pour lesquels la différence du tracé optique,

$\delta = e\,\Delta\, n$ accomplie les conditions :

$$\Delta\, n_M = \frac{\lambda}{e}\, k,$$

$$\Delta\, n_m = \frac{\lambda}{e}\,\frac{(2k+1)}{2}\quad (k = 0,\ 1,\ 2.....)$$

Donc, de la distribution du champ de franges on peut obtenir la distribution de l'indice de réfraction sur la surface de la valve, comme effet des perturbations extérieures.

L'installation utilisée pour obtenir les interférogrammes holographiques en temps réel des valves au cristal liquide est representée schématiquement dans la figure 5.

Le fascicule monochromatique cohérent, produit par un laser, est dirigé a l'aide du mirroir M_1 sur le mirroir DVA (diviseur variable d'amplitude) qui le divise en deux fascicules mutuellement cohérents : le fascicule object et le fascicule de référence.

Le fascicule object, expandé et filtré par le système LF_1, parcourt le diffuseur D et la valve VECLN vers la plaque photographique H, où il interfère avec celui de référence qui en est expandé et filtré aussi a l'aide du mirroir M_3 et du système LF_2.

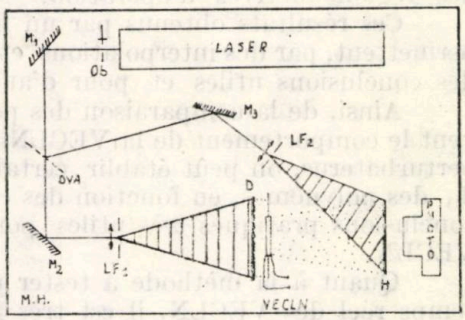


Fig. 5 : L'installation expérimentale utilisée pour des études interferometriques sur les VECLN.

Après le développement adéquate et l'établissement de la position de la plaque photographique, comme celle de l'enregistrement, on a appliqué des excitations extérieures pour pouvoir observer la réponse de la valve, à l'aide d'une caméra à filmer, réponse qui se présente sous la forme d' un ensemble de franges d'interférence qui seront, dans une première approximation, des distributions d'isophase.

A l'aide de cette méthode, on a suivi le comportement des valves qui sont soumises à l'action de détérioration du temps, à cause des défauts de fermeture qui permettent la pénétration de l'air ; et aussi on a suivi leur réponse aux agents excitateurs dans des champs éléctriques ayant l'intensité de 0,5—3,5. 10^6 V/cm, en champ continu ou alternatif avec la frequénce entre 50 Hz et 1 MHz.

Par exemple, pour la valve VECLN-1 on observe une structure de l'espace ayant des zones rélativement larges, différenciée selon la tension et la fréquence appliquée (Fig. 6).

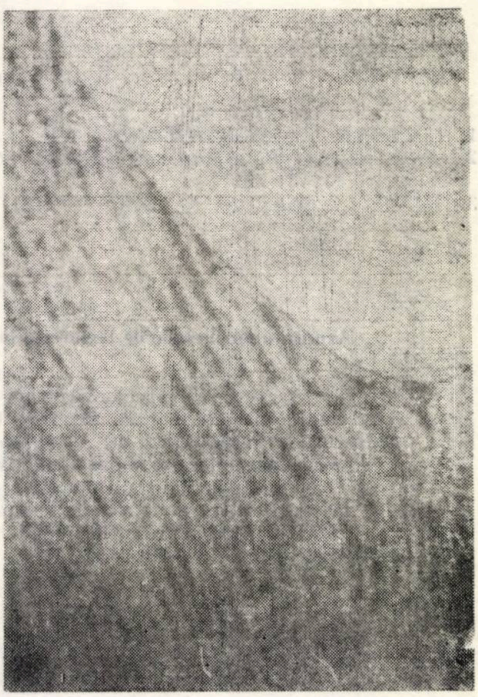


Fig. 6 : La mise en évidence des modifications structurales à VECLN par interférometrie holo graphique.

Conclusions

La méthode pour tester les VECLN, basée sur l'évaluation de la distribution bidimensionelle de la transmission optique en lumière laser, permet d'estimer du point de vue cantitatif les mappes d'isotransmission des régions actives d'opération.

Ces résultats obtenus par un nombre assez petit de déterminations permettent, par des interpolations et extrapolations ultérieures, d'obtenir des conclusions utiles et pour d'autres points que ceux téstés.

Ainsi, de la comparaison des polynômes de degré optime, qui décrivent le comportement de la VECLN en présence ou en absence des agents perturbaterus, on peût établir certaines lois de variation des coefficients d_{ij} des polynômes, en fonction des ces agents externes, qui mènent à des conclusions pratiques très utiles pour la conception et la réalisation des VECLN.

Quant à la mèthode a tester par interférométrie holographique de temps réel des VECLN, il est très important de pouvoir déterminer les changements de structure du milieu actif nématique qui sont dues à la modification de son indice de refraction a cause de la présence des perturbations. De ce point de vue la méthode est utile pour l'élaboration d'études fondamentales et pour celles applicatives (le contrôle nondestructif) également [2, 3].

BIBLIOGRAPHIE

1. *COLLIER, R., BURCKHARDT, CH., LIN, L.*, Optical Holography, A.P. (1971)
2. *BERTOLINO, R., BERTOLOTTI, M., SCUDIERI, I., SETTE, D.* Applied Optics, *21*, (1973) 2917
3. *DINU, C., SOFRON, E.*, Bul. I.P.G.G., XX, (1973), 33.

Asupra unor metode de testare în lumină laser a valvelor electrooptice cu CLN

Pentru testarea valvelor electrooptice cu cristale lichide nematice (VECLN) avînd suprafeţe active mari, în prezenţa factorilor externi de natură electrică, magnetică, termică, barică, etc., se propune utilizarea metodei estimării zonelor de izotransmisie a acestor suprafeţe active, pe baza reprezentării bidimensionale a unor curbe polinominale aproximante plecîndu-se de la datele experimentale, şi a metodei interferometrice în timp real.

Aceste metode pot fi utilizate pentru studiul unor structuri optime de valve de lumină, pentru diferite aplicaţii.

BULETINUL INSTITUTULUI POLITEHNIC „GHEORGHE GHEORGHIU-DEJ“
BUCUREȘTI
SERIA ELECTROTEHNICĂ
Tomul XLI — 1979, Numărul 1

ELECTROTEHNICĂ

C.Z.: 621.34:621.65/.68

DESPRE CURGEREA UNUI FLUID CONDUCTOR, ÎN CANALUL POMPEI ELECTROMAGNETICE DE CURENT CONTINUU, PROVOCATĂ DE DIFERENȚA DE POTENȚIAL APLICATĂ ÎNTRE ELECTROZII POMPEI.

DUMITRU STANCIU*

În lucrare se studiază problema curgerii unui fluid electroconductor în canalul pompei electromagnetice de curent continuu, curgere provocată de diferența de potențial aplicată între electrozii pompei.

Folosind rezultatele obținute se propune o metodică de proiectare a unei astfel de pompe.

Problema curgerii unui fluid conductor într-un cîmp magnetic transversal, curgerea avînd loc între doi pereți electroizolanți perpendiculari pe cîmpul magnetic și fiind întreținută de un gradient de presiune, este rezolvată în marea majoritate a lucrărilor privind fenomenele M.H.D. (de exemplu în 1, 2, 3, 4).

În prezenta lucrare se rezolvă problema curgerii unui fluid conductor în canalul unei pompe electromagnetice de curent continuu, ținînd seama de faptul că diferența de potențial aplicată între electrozii pompei provoacă această curgere. Folosind rezultatele obținute se propune o metodică de calcul a caracteristicilor unei pompe de conducție de curent continuu cînd se cunosc :

— dimensiunile canalului în zona activă a pompei ;
— proprietățile fluidului conductor vehiculat ;
— inducția magnetică în întrefier ;
— diferența de potențial aplicată între electrozi ;
— impedanța hidrodinamică a buclei de circulație a fluidului conductor vehiculat.

Modelul teoretic utilizat și aproximațiile sale.

Problema a fost rezolvată pe modelul prezentat în fig. 1. S-au făcut următoarele ipoteze :

— pereții canalului perpendiculari pe cîmpul magnetic au conductivitatea electrică nulă ;

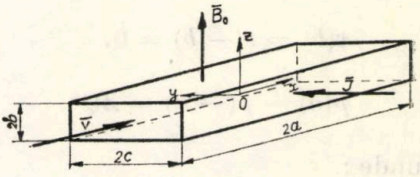


Fig. 1

Manuscris predat redacției la data de 24 noiembrie 1978
* Asistent ing. Catedra de mașini electrice

— viteza fluidului conductor are componentă numai după direcţia axei Ox şi este funcţie numai de variabile z(s-a neglijat astfel faptul că viteza metalului topit este nulă şi la suprafaţa electrozilor şi este funcţie de variabila y);

— rezistenţa de contact electrozi — metal topit este nulă;

— în absenţa cîmpului de reacţie inducţia magnetică din intrefier are valoarea B_0 şi este orientată după axa Oz;

— se utilizează un model de pompă (de exemplu pompa cu dublu-canal) care elimină componenta după direcţia axei Oz a cîmpului magnetic de reacţie;

— se neglijează fenomenele de capăt (curbarea liniilor densităţii de curent în afara zonei active a pompei);

— ca urmare a ipotezelor anterioare, densitatea de curent J are componentă numai după axa Oy şi este funcţie numai de variabila z;

— intensitatea cîmpului electric E are de asemenea componentă numai după direcţia axei Oy.

În condiţiile ipotezelor enumerate anterior, într-un sistem de referinţă atrenat de fluidul conductor, mărimile cîmpului electromagnetic, din masa de fluid aflată în zona activă a pompei şi viteza v satisfac următorul sistem de ecuaţii:

$$\text{rot } \bar{E} = -\frac{\partial \bar{B}}{\partial t}; \tag{1}$$

$$\bar{J} = \sigma(\bar{E} + v \times \bar{B}); \tag{2}$$

$$0 = -\text{grad } p + \bar{J} \times \bar{B} + \eta \Delta \bar{v} \tag{3}$$

Simbolurile utilizate pentru scrierea acestor ecuaţii au următoarele semnificaţii:

E — intensitatea cîmpului electric;
B — inducţia magnetică;
J — densitatea de curent;
p — presiunea;
η — vîscozitatea dinamică a fluidului conductor;
t — timpul.

Sistemul de ecuaţii (1—3) se completează cu următoarele condiţii:

$$v(b) = v(-b) = 0, \tag{4}$$

$$p(a) - p(-a) = ZQ^2 \tag{5}$$

unde:

Z — este impedanţa hidrodinamică a buclei de circulaţie a fluidului conductor vehiculat;

Q — este debitul pompei.

Dacă se proiectează ecuaţia (3) după direcţia axei Ox se obţine:

$$-\frac{\partial p}{\partial x} + J \cdot B_0 + \eta \frac{\partial^2 v}{\partial z^2} = 0 \tag{6}$$

Ţinînd seama că:

$$J = \sigma(E - v \cdot B_0) \tag{7}$$

ecuaţia (6) capătă forma:

$$\eta \cdot \frac{\partial^2 v}{\partial z^2} + \sigma \cdot B_0 \cdot (E - v \cdot B_0) - P = 0 \tag{8}$$

În ecuaţia (8) s-a făcut notaţia:

$$P = \frac{\partial p}{\partial x} \tag{9}$$

Deoarece densitatea de curent J nu depinde de variabila **x**, mărimea P poate fi considerată constantă în toată zona activă a pompei. Valoarea acestei constante se poate calcula cu relaţia:

$$P = \frac{p(a) - p(-a)}{2 \cdot a} \tag{10}$$

Ecuaţia (8) are următoarea soluţie:

$$v = \left(\frac{E}{B_0} - \frac{P}{\sigma \cdot B_0^2}\right) \cdot \left(1 - \frac{ch\, Hm \frac{b}{z}}{ch Hm}\right) \tag{11}$$

S-a notat:

$$B_0 \cdot b \sqrt{\frac{\sigma}{\eta}} = Hm \tag{12}$$

(Hm este numărul lui Hartmann.)

Valoarea medie a vitezei v pe secţiunea canalului are expresia:

$$\tilde{v} = \frac{1}{Hm}\left(\frac{E}{B_0} - \frac{P}{\sigma \cdot B_0}\right) \cdot (Hm - \text{th}\, Hm) \tag{13}$$

Cunoscînd valoarea medie a vitezei se poate calcula debitul pompei cu relaţia:

$$Q = S \cdot \tilde{v} = 2.b.2.c.\tilde{v} \tag{14}$$

Impunînd condiția (5) și ținînd seama de relația (10) se obține următoarea ecuație satisfăcută de mărimea P:

$$\left[\frac{S}{Hm}\left(\frac{E}{B_0}-\frac{P}{B_0^2}\right)\cdot(Hm-\text{th}Hm)\right]^2\cdot Z=P\cdot 2.a \tag{15}$$

Impedanța hidrodinamică Z are expresia:

$$Z=\xi\frac{\rho}{2}\cdot\frac{1}{S^2} \tag{16}$$

unde

ρ — este densitatea fluidului conductor;

ξ — reprezintă coeficientul pierderilor hidraulice de presiune, coeficient care depinde de profilul canalului, de gradul de prelucrare și de dimensiunile pereților acestuia.

Pe de altă parte, pornind de la ecuația (1), rezultă că:

$$\frac{\partial E}{\partial z}=0 \tag{17}$$

și prin urmare $E \neq f(z)$. Dar, ca urmare a ipotezelor modelului adoptat, $E \neq f(x, y)$. Prin urmare, pe întregul volum al zonei active intensitatea cîmpului electric $\bar{E}$ este o mărime constantă. Valoarea acestei constante este:

$$E=\frac{U}{2\cdot c} \tag{18}$$

(s-a notat cu U diferența de potențial dintre electrozii pompei).

Revenind la ecuația satisfăcută de gradientul de presiune P, aceasta se poate pune sub forma:

$$A\cdot P^2-2\cdot B\cdot P+C=0 \tag{19}$$

Valorile constantelor A, B și C se calculează cu relațiile:

$$A=\frac{S^2}{H_m^2}\cdot\frac{1}{\sigma^2\cdot B_0^4}\cdot(Hm-\text{th}\ Hm)^2$$

$$B=\frac{S^2}{Hm^2}\cdot\frac{1}{\sigma\cdot B_0^3}\cdot\frac{U}{2c}\cdot(Hm-\text{th}\ Hm)^2+\frac{a}{Z} \tag{20}$$

$$C=\frac{S^2}{H_m^2}\cdot\frac{1}{B_0^2}\cdot\frac{U^2}{4\cdot c^2}\cdot(Hm-\text{th}\ Hm)^2$$

Viteza de curgere a fluidului conductor fiind astfel complet determinată se obține următoarea expresie pentru densitatea de curent :

$$J = \sigma \cdot \left[\frac{P}{\sigma \cdot B_0} + \left(\frac{U}{2 \cdot c} - \frac{P}{\sigma \cdot B_0} \right) \cdot \frac{\operatorname{ch} Hm \frac{z}{b}}{\operatorname{ch} Hm} \right] \qquad (21)$$

Intensitatea curentului absorbit de pompă se calculează efectuînd integrala :

$$I = \int_{-a}^{+a} \int_{-b}^{+b} \bar{J} \cdot dx \cdot dz \qquad (22)$$

se obține :

$$I = 4 \cdot a \cdot b \cdot \sigma \cdot \left[\frac{P}{\sigma \cdot B_0} + \left(\frac{U}{2 \cdot c} - \frac{P}{\sigma \cdot B_0} \right) \cdot \frac{\operatorname{th} Hm}{Hm} \right] \qquad (23)$$

Cunoscînd P, $\bar{v}$, $\bar{J}$ și I se poate trece la calculul puterii utile, a puterii absorbite, a pierderilor Joule și al randamentului pompei. Astfel problema este complet rezolvată.

Aplicație numerică

Fie cazul unei pompe electromagnetice avînd următoarele caracteristici :

$2a = 0{,}2$ m
$2b = 0{,}01$ m
$2c = 0{,}1$ m
$B_0 = 0{,}5$ T
$U = 1$ V.

Metalul vehiculat este mercurul ; el are următoarele proprietăți :

$$\eta = 1{,}62 \cdot 10^{-3} \text{ Kg m}^{-1} \text{ S}^{-1}$$

$$\sigma = 1{,}04 \cdot 10^{6} \ \Omega^{-1} \text{ m}^{-1}$$

$$\rho = 13{,}3 \cdot 10^{3} \text{ Kg.m}^{-3}$$

Se presupune că mercurul circulă într-o buclă orizontală realizată dintr-o conductă circulară avînd lungimea $1 = 10$ m, diametrul interior $D = 0{,}05$ m și coeficientul pierderilor hidraulice $\xi = 10$.

Deoarece numărul lui Hartmann are valoare foarte mare ($Hm = 63{,}34$), în calculul constantelor A, B și C se neglijează termenul $\left[\frac{Hm - \operatorname{th} Hm}{Hm} \right]^2$. Cu gradientul de presiune P determinat se calculează puterea utilă a pompei :

$$P_u = 8 \cdot a \cdot b \cdot c \cdot P \cdot \tilde{v}. \qquad (24)$$

Cunoscînd curentul absorbit de pompă, calculat cu relaţia (23) se poate deduce valoarea puterii absorbite ;

$$P_{abs} = U \cdot I. \tag{25}$$

Neluînd în calcul pierderile Joule din înfăşurarea de excitaţie, se poate calcula randamentul pompei :

$$\eta_p = \frac{Pu}{P_{abs}} \tag{26}$$

Dată fiind valoarea mare a numărului lui Hartmann se poate considera repartiţia densităţii de curent J ca fiind uniformă pe întregul volum al zonei active şi se pot calcula pierderile Joule, provocate de trecerea curentului prin metalul topit, cu relaţia ;

$$P_j = R\, I^2 \tag{27}$$

unde R — reprezintă rezistenţa ohmică a metalului topit din zona activă.

Modificînd pe Z s-au construit punct cu punct, în felul arătat anterior, caracteristicile pompei prezentate în fig. 2.

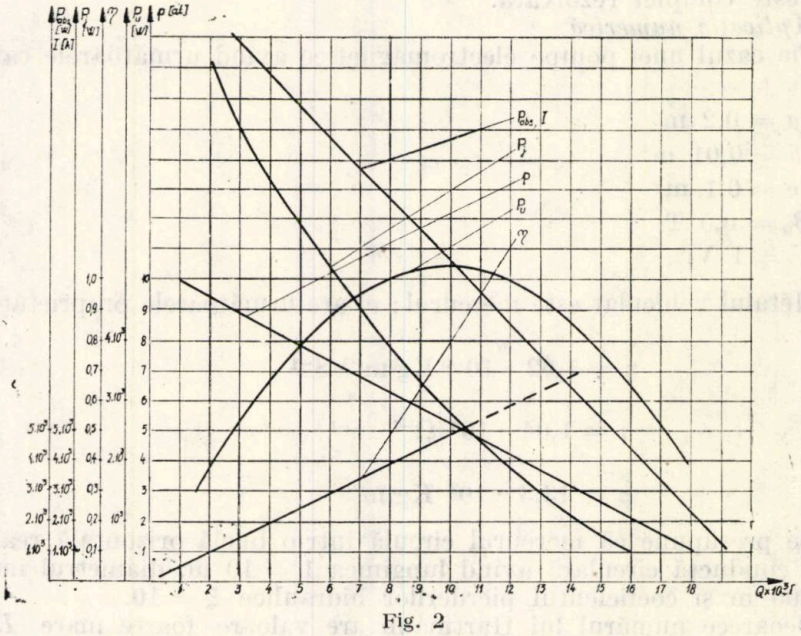


Fig. 2

Observaţii.

La valori mici ale debitului caracteristica $\eta_p = f(Q)$, trasată în fig. 2, este apropiată de caracteristica reală deoarece pierderile Joule din înfăşurarea de excitaţie sînt mult mai mici decît puterea absorbită în canal pe la electrozi.

Pentru pompa din exemplul de calcul s-au trasat în fig. 3. caracteristicile $v = f(z)$ și $J_y = f(z)$. Atît viteza v cît și densitatea de curent J au valorile constante pe înălțimea canalului cu excepția straturilor de metal lichid, avînd grosimea de 0,5 mm, care se găsesc în apropierea pereților perpendiculari pe cîmpul magnetic de excitație.

În fig. 4 s-a trasat, pentru diverse valori ale numărului lui Hartmann, funcția :

$$\frac{v}{v_{max}} = 1 - \frac{\operatorname{ch} Hm \frac{z}{b}}{\operatorname{ch} Hm}. \tag{28}$$

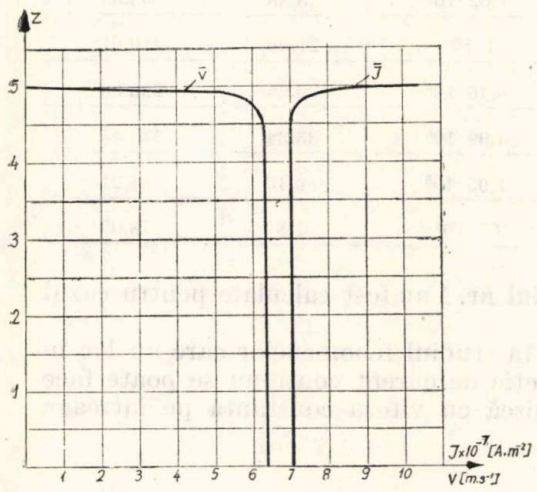


Fig. 3

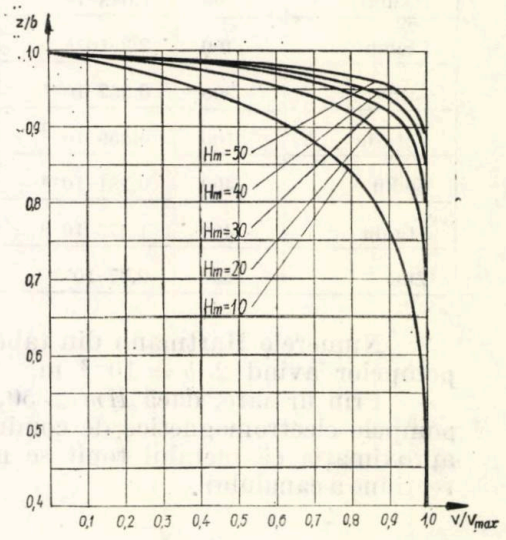


Fig. 4

Se observă că o dată cu creșterea numărului lui Hartmann grosimea stratului limită, în care viteza variază de la valoarea maximă la zero, se micșorează. Legea de variație a grosimii stratului limită în funcție de mărimea numărului lui Hartmann este reprezentată în fig. 5. (S-a notat grosimea stratului limită δ_H).

Pentru numere Hartmann mai mari de 50 grosimea stratului limită scade sub 10 % din semiînălțimea canalului. Deoarece marea majoritate a metalelor topite au conductivitatea mare și inducția din întrefierul pompelor de conducție

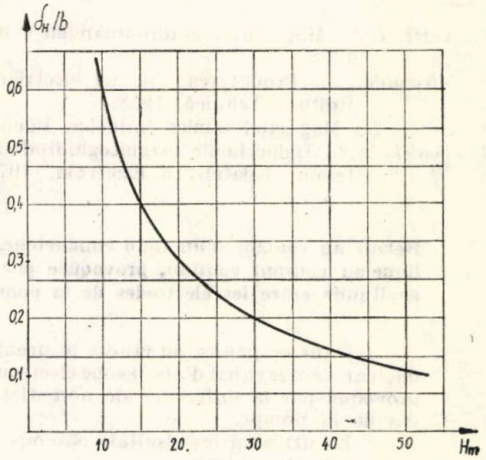


Fig. 5

cu care sînt vehiculate aceste metale, depășește 0,1 T se poate aprecia că pompele de conducție funcționează la numere Hartmann mari. Pentru exemplificare se poate folosi tabelul nr. 1.

Tabelul nr. 1

Metalul	Temperatura de lucru °C	Viscozitatea dinamică $kgm^{-1}s^{-1}$	Conductivitatea electrică $\Omega^{-1}m^{-1}$	Numărul lui Hartmann Hm	
				$B_0 = 0{,}05T$	$B_0 = 0{,}5$ T
Aluminiu	700	$2{,}36 \cdot 10^{-3}$	$5 \cdot 10^{6}$	11,5	115,07
Bismut	600	$1{,}043 \cdot 10^{-3}$	$0{,}689 \cdot 10^{6}$	6,4	64,8
Plumb	400	$2{,}2 \cdot 10^{-3}$	$1{,}02 \cdot 10^{6}$	5,38	53,83
Litiu	200	$0{,}562 \cdot 10^{-3}$	$4 \cdot 10^{6}$	21,09	210,91
Potasiu	100	$0{,}459 \cdot 10^{-3}$	$6{,}46 \cdot 10^{6}$	29,65	296,58
Sodiu	400	$0{,}281 \cdot 10^{-3}$	$4{,}99 \cdot 10^{6}$	33,34	333,45
Staniu	400	$1{,}373 \cdot 10^{-3}$	$1{,}95 \cdot 10^{6}$	9,42	94,21
Zinc	500	$2{,}77 \cdot 10^{-3}$	$2{,}7 \cdot 10^{6}$	7,8	78,05

Numerele Hartmann din tabelul nr. 1 au fost calculate pentru cazul pompelor avînd $2\ b = 10^{-3}$ m.

Prin urmare, dacă $Hm > 50$, în studiul fenomenelor care au loc în pompele electromagnetice de conducție de curent continuu se poate face aproximația că metalul topit se mișcă cu viteza constantă pe întreaga secțiune a canalului.

BIBLIOGRAFIE

1. *Verte, L.A.*, Magnitnaia ghidrodinamika v metalurghii, Moskva, Isdatelstvo Metalurghia, 1975.
2. *Nicolaide, A.*, Producerea energiei electrice pe cale magnethodihrodinamică, București, Editura Tehnică, 1968.
3. *Lazăr, D.*, Magnetodinamica fluidelor, București Editura Academiei R.S.R., 1969.
4. *Voldek, A.I.*, Inductioniie magnitoghidrodinamiceskie mașini s jidcometaliceskim rabocim telom, Isdatelstvo Energhia, 1970.

Relatif au coulage d'un fluid conducteur, dans le canal d'une pompe électromagnétique au courant continu, provoquée par une différence de potentiel électrique appliquée entre les électrodes de la pompe.

Dans ce papier on étudie le problème du coulage d'un fluid électroconducteur dans le canal d'une pompe électromagnétique au courant continu, le coulage provoqué par la différence de potentiel électrique appliquée entre les électrodes de la pompe.

En utilisant les résultats obtenus, on propose une méthode de calcul pour cette sorte de pompe.

BULETINUL INSTITUTULUI POLITEHNIC „GHEORGHE GHEORGHIU-DEJ"
BUCUREȘTI
SERIA ELECTROTEHNICĂ
Tomul XLI — 1979, Numărul 1

NOTĂ

C.Z: 621. 621.313.33

ASUPRA PARAMETRILOR DE REGIM TRANZITORIU DIN AXA LONGITUDINALĂ A MAȘINII SINCRONE.

MARIN MIHALACHE*

In lucrare se prezintă posibilitatea utilizării schemei echivalente în T pentru mașini sincrone conventionale sau complexe. În continuare se obțin *expresiile reduse* ale parametrilor operaționali punîndu-se în evidență interdependența acestora prin intermediul mărimii X_{ad} (p). Relații similare se obțin pentru parametrii tranzitorii [6]. Un exemplu numeric ilustrează valabilitatea relațiilor propuse.

Introducere

Utilizarea unităților relative în analiza ecuațiilor de funcționare ale mașinii sincrone în regim tranzitoriu, permite atît simplificarea formei lor de scriere, cît și obținerea de scheme echivalente comode. Astfel utilizînd sistemul de unități relative cu baza X_{ad}, [3], schema echivalentă din axa longitudinală a *mașinii sincrone convenționale* (trei circuite în axa longitudinală, indus, excitație, amortizor, respectiv două circuite în axa transversală, indus și amortizor) este cea din fig. 1

Ecuația satisfăcută de fluxul magnetic în axa longitudinală ($\Phi_{d(p)}$) este cea de mai jos :

$$\Phi_d(p)=x_a(p)\, i_d(p)+G(p)\cdot U_e(p) \quad (1-1)$$

unde $X_d(p)$ și $G(p)$ reprezintă *reactanța operațională longitudinală* respectiv *conductanța operațională* a mașinii sincrone.

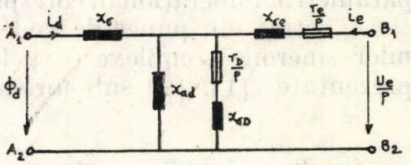


Fig. 1

Expresiile satisfăcute de parametrii operaționali, funcție de elementele de circuit din fig. 1, se obțin imediat din (1—1) punînd condiția $U_e = 0$ (B_1 B_2 în scurtcircuit) respectiv $i_d=0$ (A_1A_2 în gol) ca în fig. 2 a respectiv fig. 2 b.

Manuscris predat redacției la data de 4 noembrie 1978
* Asist. ing. Catedra mașini electrice

Astfel expresiile parametrilor operaţionali din axa longitudinală sînt următoarele :

$$x_d(p) \overset{D}{=} \frac{\Phi_d(p)}{i_d(p)}\Big|_{u_e=0} = x + \frac{1}{\frac{1}{x_{ad}} + \frac{p}{r_e + px_{\sigma e}} + \frac{p}{r_D + px_{\sigma D}}} \tag{1-2}$$

şi

$$G(p) \overset{D}{=} \frac{\Phi_d(p)}{i_d(p)}\Big|_{i_d=0} = \frac{x_{ad}(r_D + px_{\sigma D})}{(r_e + px_e)(r_D + px_D) - p^2x_{ad}^2} \tag{1-3}$$

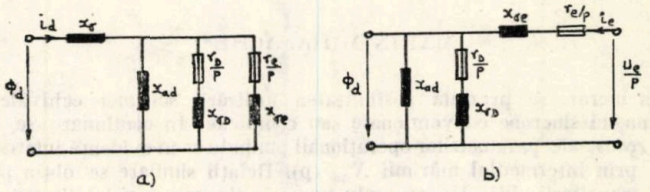


Fig. 2

unde sînt valabile următoarele notaţii :

$$\begin{aligned} x_d &= x_{ad} + x_\sigma && d - \text{indus} \\ x_e &= x_{ad} + x_{e\sigma} && e - \text{excitaţie} \\ x_D &= x_{ad} + x_{D\sigma} && D - \text{amortizor} \end{aligned} \tag{1-4}$$

Cazul *maşinilor sincrone complexe* [6] este desigur mult mai complicat, schemele echivalente corespunzătoare fiind şi ele mult mai complexe (spre exemplu modelul Jackson — Winchester, [2]) şi implicit expresiile parametrilor operaţionali corespunzători.

Totuşi din punct de vedere practic, schemele echivalente ale maşinilor sincrone complexe (axa longitudinală) sînt din ce în ce mai mult prezentate- [1], [2] sub forma schemei compacte din fig. 3 :

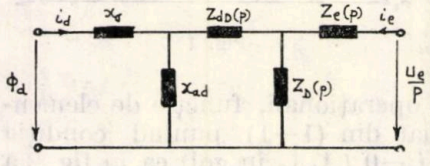


Fig. 3

unde $Z(p) = \frac{re}{p} + x_{\sigma e}$, iar $Z_{dD}(p), Z_D(p)$ sînt funcţiuni complicate de p.

Caracteristic schemei echivalente din fig. 3 este faptul că elemen-tele de tip „filiform" *cu acces la borne*, sînt prezentate în schemă în mod distinct, prin rezistenţele şi reactanţele de scăpări corespunzătoare (x_σ, r_e, $x_{\sigma e}$), în timp ce elementele mai complexe (amortizor, fier masiv, etc.), *neaccesibile*, sînt reprezentate prin impedanţele operaţionale echivalente $Z_{dD}(p), Z_D(p)$.

Utilizînd teoremele de transfigurare stea — triunghi și neglijînd contribuțiile termenilor ce conțin elemente de tipul $Z_{dD}(p)$ din fig. 3, se obține *schema echivalentă în T* din fig. 4, caracterizată de parametrii x_σ și $Z_e(p)$ corespunzători elementelor cu acces la borne (indus, excitație) și $Z_{\mu d}(p)$ *impedanța operațională de magnetizare* corespunzătoare elementelor neaccesibile (amortizor, fier masiv etc.), inclusiv a circuitului de magnetizare (x_{ad}).

1. Expresiile reduse ale parametrilor operaționali $x_d(p)$, $G(p)$

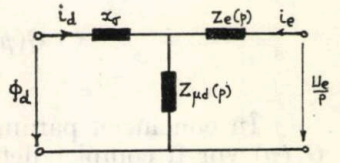


Fig. 4

În cele ce urmează se propune, pe baza schemei echivalente în T din fig. 4,o exprimare alternativă a parametrilor $X_d(p)$ și $G(p)$, punîndu-se în evidență o mărime comună celor doi parametri și anume *reactanța operațională longitudinală utilă* $X_{ad}(p)$, definită în (2—1)

$$x_d(p) = x_\sigma + x_{ad}(p) \qquad (2-1)$$

Schema echivalentă din fig. 5 a corespunde relației de calcul (2—1) și conform fig. 5 b avem satisfăcută următoarea relație:

$$\frac{1}{X_{ad}(p)} = \frac{1}{Z_{\mu d}(p)} + \frac{1}{Z_e(p)} \qquad (2-2)$$

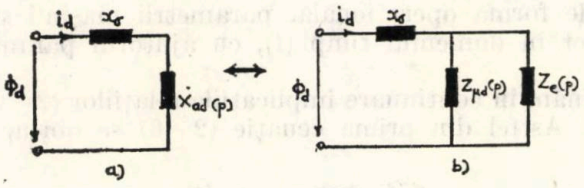


Fig. 5

În mod similar, pornind de la schema echivalentă în T din fig. 4, conductanța operațională corespunde situației din fig. 6:
Corespunzător se pot scrie următoarele relații:

$$\Phi_d(p) = Z_{\mu d}(p) \cdot i_e(p)$$

$$\frac{U_e}{p} = [Z_e(p) + Z_{\mu d}(p)]\, i_e(p) \qquad (2-3)$$

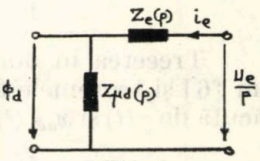


Fig. 6

și

$$G(p) \overset{D}{=} \frac{\Phi_d(p)}{U_e(p)} = \frac{Z_{\mu d}(p)}{p[Z_e(p) + Z_{\mu d}(p)]}$$

Înlocuind în (2—3) expresia lui $Z_{\mu d}(p)$ calculată din (2—2):

$$Z_{\mu d}(p) = \frac{Z_e(p) \cdot X_{ad}(p)}{Z_e(p) - X_{ad}(p)} \tag{2—4}$$

se obține următoarea expresie de calcul a conductanței operaționale:

$$G(p) = \frac{X_{ad}(p)}{p\, Z_e(p)} = \frac{X_{ad}(p)}{r_e + p x_{\sigma e}} \tag{2—5}$$

În concluzie, parametrii operaționali ai axei longitudinale $X_d(p)$ și $G(p)$ vor fi complet determinați dacă se cunosc:

a) reactanța de scăpări a indusului x_σ.

b) rezistența și reactanța de scăpări a înfășurării de excitație (în u.r., raportate la stator) r_e, $x_{\sigma e}$.

c) reactanța operațională longitudinală utilă, $X_{ad}(p)$.

În continuare prin expresiile de calcul „reduse" ale parametrilor operaționali vom înțelege relația de calcul (2—6):

$$X_d(p) = x_\sigma + X_{ad}(p) \tag{2—6}$$

$$G(p) = \frac{X_{ad}(p)}{r_e + p x_{\sigma e}}$$

2. Relații satisfăcute de parametrii tranzitorii $X_d(t), g(t)$

Alături de forma operațională, parametrii mașinii sincrone pot fi exprimați direct în domeniul timp (t), cu ajutorul parametrilor tranzitorii, [6], [7].

Să examinăm în continuare implicațiile relațiilor (2—6) asupra acestor parametrii. Astfel din prima ecuație (2—6) se obține:

$$x_d(t) = x_\sigma + x_{ad}(t) \tag{3—1}$$

Împărțind cu p a doua relație (2—6):

$$\frac{G(p)}{p} = \frac{X_{ad}(p)}{p} \cdot \frac{1}{r_e + p x_{\sigma e}} \tag{3—2}$$

Trecerea în domeniul timp (t) a relației (3—2), utilizînd definițiile din [6] și teoremele de convoluție ne conduce la următoarea relație satisfăcută de $g(t)$ și $x_{ad}(t)$:

$$g(t) = \frac{1}{x_{\sigma e}} \cdot e^{-\alpha_e t} \int_0^t x_{ad}(t) \cdot e^{\alpha_e t}\, dt, \quad \text{cu } \alpha_e = \frac{r_e}{x_{\sigma e}}$$

Relația (3—3) ne permite deci calculul conductanței tranzitorii $g(t)$ atunci cînd se dispune de $x_{ad}(t)$ și parametrii înfășurării de exitație r_e și $x_{\sigma e}$.

Pentru a rezolva problema inversă, de determinare prin calcul a reactanței tranzitorii cînd se dispune de conductanța tranzitorie, vom retranscrie relația (3—2) ca mai jos:

$$X_{ad}(p) = G(p) \cdot (r_e + p \cdot x_{\sigma e}) \tag{3—4}$$

Să împărțim cu p relația (3—4)

$$\frac{X_{ad}(p)}{p} = p \cdot \frac{G(p)}{p} \cdot \left(\frac{r_e}{p} + x_{\sigma e}\right) \tag{3—5}$$

Trecerea în domeniul timp (t) a relației (3—5), utilizînd definițiile din [6], teoremele de convoluție, și condiția inițială $g(0) = 0$, va conduce la relația (3—6):

$$x_{ad}(t) = [g'(t) \otimes (re + x_{\sigma e} \cdot \delta(t))] \tag{3—6}$$

Sau

$$x_{ad}(t) = re \int_0^t g'(t)dt + x_{\sigma e} \int_0^t g'(t)\, \delta(t - \tau)d\tau \tag{3—7}$$

Utilizînd în relația (3—7) proprietatea de filtraj a funcției $\delta(t)$

$$\int_0^t g'(\tau)\, \delta(t - \tau)d\tau = g'(t) \tag{3—8}$$

se obține în final următoarea expresie pentru x_{ad} (t):

$$x_{ad}(t) = r_e \cdot g(t) + x_{\sigma e} \cdot \frac{dg}{dt}$$

Rezultă deci că, conductanța tranzitorie satisface, în cadrul schemei echivalente în T din fig. 4, o ecuație diferențială liniară de ordinul 1, avînd drept coeficienți parametrii înfășurării de excitație r_e, $x_{e\sigma}$, iar ca termen liber reactanța tranzitorie longitudinală utilă x_{ad} (t).

3. Aplicație numerică

Să exemplificăm relațiile de calcul precedent obținute în cazul unei mașini sincrone fără înfășurări de amortizare, caracterizată de următorii parametri: $x_{ad} = 1$, $x_{\sigma e} = 0{,}2$, $r_e = 0{,}1$ (u.r.)

a) *Calculul parametrilor operaționali*

Utilizînd relaţiile (1—2) şi (1—3) se obţine :

$$X_{ad}(p) = \frac{1}{\frac{1}{x_{ad}} + \frac{p}{r_e + p x_{\sigma e}}} = \frac{0.1 + p \cdot 0.2}{0.1 + p \cdot 1.2} \qquad (4-1)$$

şi

$$G(p) = \frac{x_{ad}}{r_e + p(x_{ad} + x_{\sigma e})} = \frac{1}{0.1 + p \cdot 1.2} \qquad (4-2)$$

Folosind expresia redusă a conductanţei operaţionale (2—5) se obţine :

$$G(p) = \frac{X_{ad}(p)}{r_c + p \cdot x_{\sigma e}} = \frac{0.1 + p \cdot 0.2}{0.1 + p \cdot 1.2} \cdot \frac{1}{0.1 + p \cdot 0.2} = \frac{1}{0.1 + p \cdot 1.2} \qquad (4-3)$$

Adică acelaşi rezultat ca în (4—2).

b) *Calculul parametrilor tranzitorii*

$$x_{ad}(t) \overset{D}{=} L^{-1} \frac{X_{ad}(p)}{p} = 1 - \frac{5}{6} e^{-t/12} \qquad (4-4)$$

$$g(t) \overset{D}{=} L^{-1} \frac{G.(p)}{p} = 10\,(1 - e^{-t/12}) \qquad (4-5)$$

şi

$$\frac{dg}{dt} = \frac{5}{6} e^{-t/12}. \qquad (4-6)$$

Să obţinem acum reactanţa tranzitorie utilă $x_{ad}(t)$ cu ajutorul relaţiei (3—9), utilizînd expresiile conductanţei tranzitorii şi a derivatei acesteia (4—5) şi (4—6) :

$$x_{ad}(t) = 0.1 \cdot 10(1 - e^{-t/12}) + 0.2 \cdot \frac{5}{6} \cdot e^{-t/12} = 1 - \frac{5}{6} e^{-t/12} \qquad (4-7)$$

expresie ce coincide cu (4—4).

Concluzii

În lucrare se evidenţiază posibilitatea utilizării schemei echivalente în T pentru maşinile sincrone (atît convenţionale cît şi complexe [1], [2], [6]) în cadrul căreia elementele de tip „filiform" (indus, excitaţie) cu *acces*

la borne sînt prezente în mod distinct (x_σ, r_e, $x_{\sigma e}$), urmînd ca celelalte elemente, *neaccesibile* (amortizor, fier masiv, etc.) să fie reprezentate prin intermediul impedanței operaționale de magnetizare longitudinale $Z_{\mu d}(p)$.

În aceste condiții s-au obținut *expresiile reduse* ale parametrilor operaționali (2—6) punîndu-se în evidență interdependența acestora prin mărimea comună X_{ad} (p).

În mod similar sau stabilit relațiile de interdependență satisfăcute de parametrii tranzitorii, (3—3) și (3—9). Conform relației (3—9) conductanța tranzitorie $g(t)$ satisface o ecuație diferențială de ordinul 1 liniară ai cărei coeficienți reprezintă parametrii înfășurării de excitație r_e, $x_{\sigma e}$, termenul liber fiind reactanța tranzitorie x_{ad} (t).

BIBLIOGRAFIE

1. *S.D. Umans, J.A. Mallick, G.L. Wilson,* Trans. of A.I.E.E. PAS—97, 1, 1978, 269.
2. *R.P. Schulz, W.D. Jones, D.N. Ewart,* Trans. of A.I.E.E., PAS—92, 5, 1973, 926—.
3. *A.W. Rankin,* Trans. of A.I.E.E, 1945,, p. 861.
4. *I.B. Danilevici, V.V. Dombrovschi,* E.I. Kazovschi, Parametrii mașinilor de curent alternativ. Ed. Tehnică, București 1968.
5. *I.S. Gheorghiu, A. Fransua,* Tratat de mașini electrice, vol. 4, Ed. Academiei, București 1968.
6. *M. Mihalache,* Rev. Roum. Sci. Tehn-Eelectotechn. et Energ., 23, 3, p. 381—, Bucarest, 1978,
7. *M. Mihalache,* Electrotehnica, Electronica, Automatica, 26, 7, p 265, 1978

Sur les paramètres de régime transitoire de l'axe longitudinale de la machine synchrone.

On présente la possibilité d'utiliser une *schéma équivalente en T* pour les machines synchrones conventionelles ou complexes. On obtiennent des *expression réduites* pour les paramètres opérationelles X (p), G(p) en fonction d'une grandeur unique X_{ad}(p). Des rélations similaires sont établies pour les paramètres transitoires (fonctions de temps) introduites en (6). Un exemple numérique confirme la validité des rélations obtenues.

BULETINUL INSTITUTULUI POLITEHNIC „GHEORGHE GHEORGHIU-DEJ“
BUCUREȘTI
SERIA ELECTROTEHNICĂ
Tomul XLI — 1979, Numărul 1

ELECTRONICĂ

C.Z.: 621.396.645

711 COMPARATOR SERVES AS ERROR AMPLIFIER IN VOLTAGE/CURRENT REGULATOR

ȘERBAN BÎRCĂ-GĂLĂȚEANU*

„711” integrated circuit serves as voltage/error amplifier, current error amplifier and comparator in a 0—30 V/0—2 A, cheap, compact regulator. The complete circuitry and the measured performances are presented.

The voltage/current regulators have a nearly rectangular output characteristics. They achieve voltage regulation until the current reaches a preset value, then the current is limited (stabilized) at that very value. For this purpose, the regulator contains a voltage transducer (a divider), a current transducer (a resistor), a voltage error amplifier, a current error amplifier, a comparator of the output voltages of the two amplifiers, the series pass element, auxiliary supply for the two error amplifiers and reference voltage circuit.

A cheap regulator was realized, with good performances, using the 711 double comparator as double error amplifier and comparator. Auxiliary supply and reference voltage may be obtained from a 723 or other IC regulator (best choice for medium performances at low cost and small size) or with a circuit with discrete components. The pass element with two power transistors in series and a ballast resistor was choosed for being able to handle large power in small size, at low cost and with high reliability.

Output voltage is adjusted with potentiometers P_1 and P_2 (coarse and fine) and current — with P_3. Capacitors connected across them lower output ripple and enhance dinamic performances. Capacitors connected at regulator and 711 outputs preserve the circuit from oscillating because of the amplifiers phase shift. The resistors connected between „—” output and 711 inputs approximately compensate current drift. The two low-signal diodes and the resistor between „—” output and 711 input are limiting input voltage of the 711, preventing IC damaging at regulator turn-on or at output shorts.

In the dual „master-slave” auxiliary supply, the negative supply uses as reference the positive one.

The two diodes in the pass element are limiting reverse base-emitter voltage of the first pass transistor at a very low value.

Manuscript received 10 may 1978
* Lecturir dr. eng. Applied Electronics Department

The circuit shown stabilizes voltage at a value adjustable between 0 and 30V and current between 0.1 and 2A. It is a development of a previous one [2], all the considerations, design relations and compromises, largely explained in [2], being valid for this device, too.

The power supply was built using usual components. The design was improved for better serviceability: the skeletton is built with slim aluminium extruded rods and extruded heat sink. Covers may slide out, giving easy access to any component.

Using oriented-particles core in the line transformer, using 2N 3055 power transistors and μA7711 integrated double comparator as error amplifier, instead of ASZ 15 and only discrete components leaded to drastical reduction in size (50%) and weight (30%) and to an important increase in reliability.

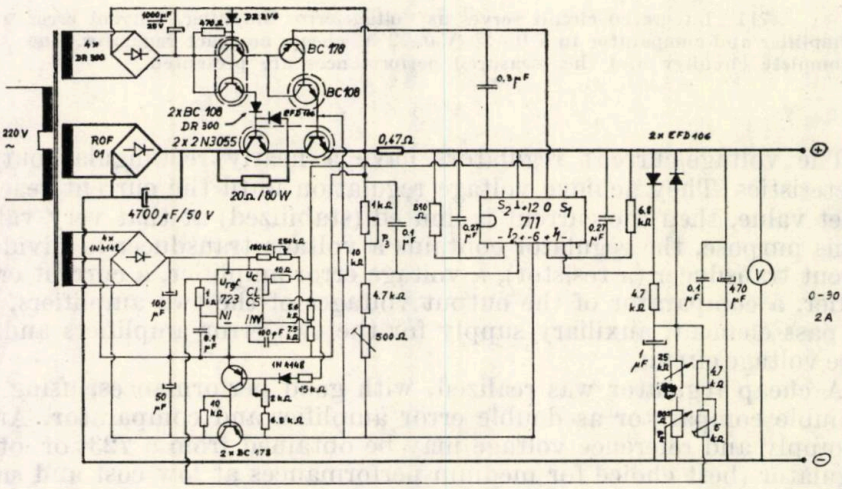


Fig. 1. „711" serves as voltage/error amplifier, current error amplifier and comparator in a 0—30 V/0—2 A, cheap, compact regulator.

The other performances are also improved, in comparison with the previous power supply:

— output resistance: 15 mΩ, instead of 20 mΩ;

— relative line regulation: 400, instead of 200;

— output ripple: 0.3 mV_{pp}, instead of 0.5 mV_{pp};

— transient response: the final value is reached, within 5% error, in less than 80μs, instead of 100 μs;

— output impedance: less than 0.05 Ω at 10 kHz and 0.35 Ω at 100 kHz, instead of 0.07 Ω and 0.5 Ω;

— voltage shift due to temperature variations: less than 0.04%/°C or 4 mV/°C, which one is greater, for 0—40°C, instead of 0.07%/°C;

— time stability: better than 0.08%, or 8 mV in 8 hours, starting 10 minutes after turn-on, instead of 0.12%.

Performances are comparable with the ones of the stabilized power supplies produced by the well-known companies and are satisfactory for medium — accuracy measurements.

BIBLIOGRAFIE

1. *Bîrcă-Gălățeanu, Ș.*, Telecomunicații, anul 14, nr. 6/June 1970, p. 253.
2. *Bîrcă-Gălățeanu, Ș.*, Automatica și Electronica, vol. 24, nr. 1/March 1976, p. 1.

Comparatorul 711 folosit ca amplificator de eroare într-un stabilizator de tensiune și curent

Circuitul integrat „711" este folosit ca amplificator de eroare de tensiune, amplificator de eroare de curent și comparator, într-un stabilizator ieftin și compact de 0—30 V/0—2 A. Sînt prezentate performanțele măsurate și schema de principiu completă a sursei stabilizate.

BULETINUL INSTITUTULUI POLITEHNIC „GHEORGHE GHEORGHIU-DEJ" BUCUREȘTI
SERIA ELECTROTEHNICĂ
Tomul XLI — 1979, Numărul 1

ENERGETICĂ

C.Z.: 621. 316: 621. 3. 016. 35

UTILIZAREA MATRICEI DE SENSIBILITATE ÎN ANALIZA PARAMETRILOR SISTEMULUI ELECTROENERGETIC

M. EREMIA, H. CRISCIU*

Lucrarea prezintă un algoritm de calcul pentru analiza stabilității la mici perturbații a sistemelor electrice cu ajutorul matricei de sensibilitate.

Introducere

Prezenta lucrare se înscrie ca tematică în ansamblul de preocupări privind creșterea siguranței în funcționare a sistemului electroenergetic. Un aspect important de analizat este stabilitatea sistemului la mici perturbații datorate variațiilor aleatoare ale puterilor marilor consumatori. Actualitatea acestei probleme se datorează pe de o parte instalării în sistemul energetic a grupurilor generatoare de mare putere — caracterizate de reactanțe sincrone procentuale mari și prevăzute cu sisteme de excitație statică și pe de altă parte interconexiunii cu sistemele țărilor vecine prin linii electrice de lungimi mari.

În acest sens, în lucrare, se folosește metoda modală de analiză, preluată din teoria modernă a sistemelor automate. Folosirea metodei modale în studiul sistemelor complexe, are avantajul că permite să se obțină influența parametrilor mașinii și ai regulatoarelor asupra stabilității la mici perturbații, spre deosebire de criteriile practice care nu permit luarea în considerație a regulatoarelor.

O cale frecvent folosită, pînă în prezent pentru determinarea sensibilității valorilor proprii în raport cu diferiți parametri, constă în darea unor variații mici unor parametri, în recalcularea valorilor proprii și în folosirea unei subrutine pentru trasarea grafică a rezultatelor, obținîndu-se locurile rădăcinilor.

Metoda de analiză a locului rădăcinilor dezvoltată în lucrările [4, 7, 8] s-a dovedit a fi utilă cu toate că pentru sistemele mari este necesar un important timp de calcul pentru a se trasa grafic variația valorilor proprii în funcție de toți parametrii care influențează funcționarea.

Studiul sensibilității valorilor proprii permite determinarea celor mai importanți parametri pentru stabilitate. Fiecare derivată a unei va-

Manuscris predat redacției la data de 24 noiembrie 1978
* Șef lucrări dr. ing.; Ing. Catedra rețele electrice

lori proprii în raport cu un anumit parametru indică sensibilitatea valorii proprii, corespunzătoare la o schimbare suficient de mică în acel parametru. Partea reală a derivatei indică sensibilitatea amortizării, iar partea imaginară, sensibilitatea la frecvență. Părțile reale ale derivatei valorilor proprii au cea mai mare importanță pentru studiile de stabilitate, întrucît descriu tendințele oscilațiilor de a deveni instabile, după cum sînt modificați anumiți parametri.

Pentru fiecare valoare proprie este necesar să se cunoască vectorul propriu corespunzător și derivatele acestuia în raport cu parametrii sistemului. O matrice coeficient A de ordinul n are n vectori proprii. Fiecare vector are n elemente care pot fi reale sau complexe.

Semnificația fizică a vectorului propriu este că amplitudinea fiecărui element component este o măsură a amplitudinii oscilației variabilei sistemului real la care se referă.

Răspunsul fiecărei variabile de stare la o mică perturbație a sistemului este o sumă ponderată a tuturor modurilor de oscilație; componentele unui vector propriu dau factorii de pondere ai modurilor asociate la fiecare variabilă de stare. Amplitudinile componentelor vectorilor proprii dau informații în legătură cu cuplajul între moduri.

Se studiază, în general, numai vectorii proprii asociați valorilor proprii critice.

Din cunoașterea matricei coeficient A se pot identifica elementele sistemului electroenergetic real care sînt asociate cu fiecare element component al vectorului propriu. Amplitudinea absolută a elementelor vectorului propriu indică răspunsul relativ al diferitelor părți ale sistemului real.

1. Modelul matematic

1.1. *Generalități*

În teoria controlului automat reprezentarea sistemului se face în spațiul stărilor. Se admite că starea unui sistem reprezintă cantitatea maximă de informație cunoscută despre trecutul unui sistem, care pentru o intrare a controlului să permită determinarea comportării viitoare a sistemului [1].

În spațiul variabilelor de stare modelul matematic care redă răspunsul dinamic al sistemului electroenergetic se poate scrie sub forma matricială:

$$\dot{x} = A\,x + B \cdot u(t) \tag{1}$$

în care x este vectorul variabilelor de stare;

$\dot{x}$ — derivata în raport cu timpul a vectorului variabilelor de stare;

A, B — matrici coeficient constante;

$u(t)$ — vectorul de intrare a funcțiilor de reglare.

Metoda dezvoltată prezintă un algoritm complet într-o formă închisă, făcînd ipoteza că sarcinile sînt reprezentate printr-o impedanță constantă.

Integrarea unei forme închise a sistemului de ecuații diferențiale necesită ca ecuațiile combinate algebrice și diferențiale ale sistemului să fie aduse la forma:

$$\dot{x} = A \cdot x \tag{2}$$

în care de data aceasta vectorul de intrare $u(t)$ al funcţiilor de reglare a fost exprimat în spaţiul stărilor şi ecuaţiile diferenţiale ale reglajului de tensiune şi viteză s-au adăugat la ecuaţiile diferenţiale ale maşinilor sincrone.

O tehnică de calcul modernă folosită în teoria controlului automat permite determinarea răspunsului dinamic al sistemului fără integrarea sistemului de ecuaţii diferenţiale.

În scopul de a investiga stabilitatea la mici perturbaţii a unui sistem neliniar, cum ar fi cazul unui sistem electric, se poate aplica o perturbaţie suficient de mică, schimbînd valorile variabilelor de la starea lor de echilibru. Procedeul constă în reţinerea primilor termeni din dezvoltarea în serie Taylor a ecuaţiilor în jurul unui punct de funcţionare şi în evaluarea stabilităţii în domeniul pentru care rezultatele ecuaţiilor liniarizate sînt valabile.

Odată obţinută matricea A, prin folosirea unui program de calcul se obţin valorile proprii şi vectorii proprii ale acesteia, care dau imagini calitative asupra stabilităţii sistemului şi a măsurilor necesare pentru îmbunătăţirea stabilităţii.

Metoda şi algoritmul de calcul folosite pentru construirea matricei coeficient A, utilizează submatricile ce descriu elementele individuale ale sistemului studiat [7, 8]. In literatură, această idee de construire a matricei coeficient a apărut sub diferite forme în lucrările [2, 3, 4, 5, 6].

1.2. *Matricea de sensibilitate a valorilor proprii*

Se cunoaşte că soluţia unui sistem definit printr-un set de ecuaţii diferenţiale de ordinul întîi :

$$\dot{Y} = A \cdot Y \tag{3}$$

este de forma

$$Y = T X e^{\lambda t} \tag{4}$$

unde T este un scalar arbitrar, X este un vector de ordinul n, iar λ sînt valorile proprii distincte ale lui A.

Înlocuind soluţia (4) în (3) se obţine

$$[A]\,[X] = [\Lambda]\,[\dot{X}] \tag{5}$$

şi se constată că Λ şi X sînt matricea valorilor proprii respectiv vectorii proprii ai matricei A, definiţi de :

$$[X] = \begin{array}{c} 1 \\ \cdot \\ \cdot \\ \cdot \\ \cdot \\ n \end{array} \left| \begin{array}{cccc} X_1 & X_2 & \dots & X_n \end{array} \right| ; \quad [\Lambda] = \begin{vmatrix} \lambda_1 & & & \\ & \lambda_2 & & \\ & & \ddots & \\ & & & \lambda_n \end{vmatrix} \tag{6}$$

Fiecare vector propriu X din cei n, este compus la rîndul său din n elemente.

Se cunoaşte că prin transpunerea unei matrici A, valorile ei proprii rămîn neschimbate, obţinîndu-se în schimb un nou sistem de vectori proprii [10]:

$$[A]_t\,[V_i] = [\lambda_i]\,[V_i] \tag{7}$$

În vederea găsirii unei formule generale pentru calculul sensibilităţii valorilor proprii [9, 10] se efectuează derivata parţială de ordinul întîi în raport cu un parametru oarecare a ecuaţiei (5):

$$\left(\frac{\partial A}{\partial \alpha}\right)X_i + A\left(\frac{\partial X_i}{\partial \alpha}\right) = \lambda_i\left(\frac{\partial X_i}{\partial \alpha}\right) + \left(\frac{\partial \lambda_i}{\partial \alpha}\right)X_i \tag{8}$$

Se presupune că unul din vectorii proprii ai matricii A transpuse este V_j şi se formează produsul scalar între fiecare termen din (8) şi vectorul V_j:

$$\left[\left(\frac{\partial A}{\partial \alpha}\right)X_i, V_j\right] + \left[A\left(\frac{\partial X_i}{\partial \alpha}\right), XVj\right] = \lambda_i\left(\frac{\partial X_i}{\partial \alpha}, V_j\right) + \left(\frac{\partial \lambda_i}{\partial \alpha}\right)X_i,\ V_j \tag{9}$$

unde (,) simbolizează produsul scalar.

Dacă în relaţia (9) se ia $i = j$ şi se înlocuieşte $\lambda_i V_i$ prin $A_t V_i$ conform relaţiei (7), rezultă:

$$\left[\left(\frac{\partial A}{\partial \alpha}\right)X_i,\ V_i\right] + \underbrace{\left[A\left(\frac{\partial X_i}{\partial \alpha}\right),\ V_i\right]}_{\text{I}} = \underbrace{\left[\frac{\partial X_i}{\partial \alpha}, A_t V_i\right]}_{\text{II}} + \frac{\partial \lambda_i}{\partial \alpha}\,(X_i,\ V_i) \tag{10}$$

Întrucît termenii I şi II sînt egali, relaţia (10) se reduce la:

$$\frac{\partial \lambda_i}{\partial \alpha}\,(X_i, V_i) = \left[\left(\frac{\partial A}{\partial \alpha}\right)X_i, V_i\right] \tag{11}$$

Din (11) rezultă expresia generală a matricei de sensibilitate:

$$S = Re\left(\frac{\partial \lambda_i}{\partial \alpha}\right) = Re\left[\frac{\left(\frac{\partial A}{\partial \alpha}\right)X_i, V_i}{(X_i, V_i)}\right] \tag{12}$$

în care α este parametru în raport cu care se calculează sensibilitatea;

$(X_1,\ V_i)$ — produsul scalar între vectorii proprii ai matricei A şi cei ai matricei transpuse.

Expresia (12) este adevărată pentru toate valorile proprii simple şi pentru toate valorile proprii multiple diagonalizabile. Această metodă

de calcul a sensibilității presupune că λ nu este o valoare proprie multiplă. În cazul valorilor proprii multiple se vor utiliza alte metode [9].

Calculul sensibilităților poate fi efectuat pentru orice număr de parametri α sau combinații a acestora.

În genereal, matricea $\partial A/\partial \alpha$ este foarte goală, conținînd în mod curent numai cîțiva termeni nenuli.

Interpretarea rezultatelor obținute se face prin compararea valorilor calculate pentru matricea de sensibilitate $\partial \lambda/\partial \alpha$. Cu cît valoarea obținută este mai mare, cu atît influența parametrului α asupra comportării dinamice este mai mare.

2. Algoritmul de calcul

În vederea analizei sensibilității valorilor proprii la schimbarea unor parametri ai elementelor sistemului electric, se parcurg următoarele etape :

I. Construcția matricei coeficient pentru diverse seturi de parametri :

$$[J]\ [\dot{X}] = [K]\ [X] \tag{13}$$

$$[A] = [J]^{-1}\ [K] \tag{14}$$

Explicații suplimentare se dau în lucrările [7] și [8].

II. Calculul valorilor proprii ale matricei coeficient A.

III. Stabilirea valorilor proprii critice λ_{ci} ; în acest sens din lista valorilor proprii ordonate după partea reală, se aleg două sau mai multe valori proprii care se găsesc cel mai aproape de axa imaginară.

IV. Alegerea parametrului α_i în raport cu care se dorește a se determina sensibilitatea valorilor proprii.

V. Calculul elementelor matricei de sensibilitate :

— se revine la (13) unde matricile J și K conțin parametrul α_i sub formă explicită. Înmulțind relația (14) de la stînga cu $[J]$ se obține

$$[J]\ [A] = [K]$$

— se efectuează derivata parțială în raport cu parametrul α_i :

$$\frac{\partial J}{\partial \alpha_i} A + J \frac{\partial A}{\partial \alpha_i} = \frac{\partial K}{\partial \alpha_i}.$$

obținîndu-se în final derivata matricei A în funcție de parametrul ales, cu ajutorul expresiei :

$$\frac{\partial A}{\partial \alpha_i} = [J]^{-1}\left(\frac{\partial K}{\partial \alpha_i} - \frac{\partial J}{\partial \alpha_i} A\right) \tag{15}$$

— se calculează vectorii proprii X_i și V_i ai matricei $[A]$, respectiv $[A]_t$.

— se realizează produsul scalar (X_i, V_i)

— produsul $\dfrac{\partial A}{\partial \alpha_i} X_i, V_i$

— împărţirea $\dfrac{\dfrac{\partial A}{\partial \alpha_i} X_i, V_i}{X_i, V_i}$

IV. Calculul valorilor numerice ale matricei de sensibilitate pentru diferiţi parametri.

În figura 1 este prezentată organigrama de calcul pentru analiza sensibilităţii valorilor proprii în funcţie de diferiţi parametri.

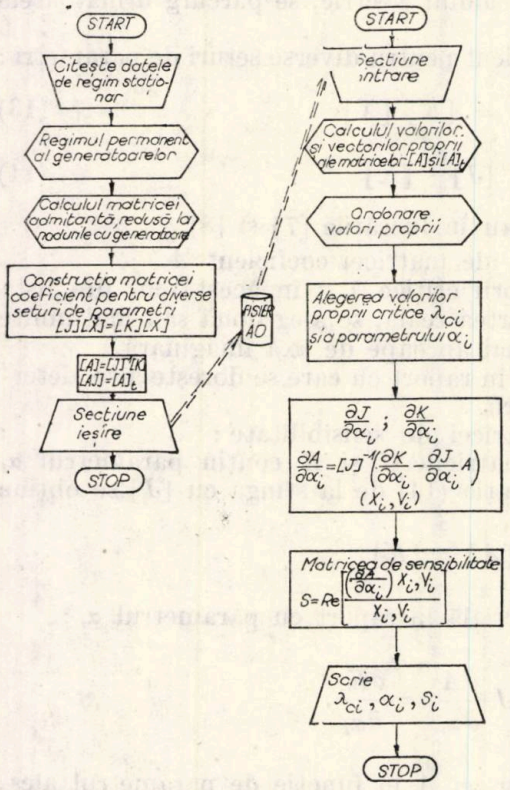


Fig. 1

Organigrama de calcul pentru analiza stabilităţii sistemelor cu ajutorul matricei de sensibilitate.

Concluzii

În lucrare se prezintă un algoritm de calcul pentru analiza stabilităţii la mici perturbaţii a sistemelor electrice cu ajutorul matricei de sensibilitate. Matricile de sensibilitate S deduse cu ajutorul matricei A dau

informații asupra efectului pe care îl au micile schimbări în parametrii elementelor sistemului. Trebuie făcută distincție între schimbarea unor parametri ai sistemului, urmărind deplasarea valorilor proprii în planul complex — analiza locului valorilor proprii — și rolul analizei sensibilității bazat pe valorile proprii ale matricei A. Ele se pot utiliza pentru stabilirea unor probabili parametri critici în sistem, fără însă a anticipa efectul schimbării acestora în domenii mai largi, care sînt adesea interesante în studiile de proiectare ale sistemului.

Rezultatele aplicării acestei metode, pentru un exemplu concret, vor face obiectul unei alte lucrări.

BIBLIOGRAFIE

1. *Elgerd, O.I.* ,Electric Energy Systems Theory : an introduction Mc.Graw-Hill, 1971
2. *Laughton, M.A.*, Matrix Analysis of Dynamic Stability in Synchronons Multimachine Systems, Proc. IEE, vol. 113, no. 2, Febr. 1966.
3. *Van Ness, J.E., Goddard, W.F.*, Formation of the Coefficient Matrix of a Large Dynamic System. IEEE, Trans. PAS vol. 87, Jan. 1968.
4. *Undrill, J.M.* ,Dynamic Stability Calculations for an Arbitrary Number of Interconnected Synchronons Machines. IEEE, Trans. PAS. vol. 87, nr. 3, March, 1968.
5. *Yu, Y.N., Moussa, H.A.M,* .Optimal Stabilization of a Multimachine System. IEEE, Trans. PAS vol. 91, May-June, 1972.
6. *Anderson, J.H., Leffen, D.J, Paina, V.M.*, Dynamic Modelling of an Arbitrary Number of Interconnected Power generating Units in State Space Form. IEEE Winter Meeting 1973, N.Y. Jan. 1973.
7. *Eremia, M., Potolea. E.*, Analyse de la stabilité en presence de petites perturbations d'un réseau électrique à l'aide de la methode modale. Partie I — Modèle mathématique. Partie II — Analyse des parametres, Bul. ISPE nr. 4, 1976.
8. *Eremia Mircea*, Contribuții la studiul stabilității sistemelor electrice la mici perturbații, Teză de doctorat, I.P.B. 1977.
9. *Van Ness, J., Boyle, J.M., Imad, F.P.*,Sensitivities of Large Multiple-loop Control Systems. IEEE Trans. Automatic Control, vol. AC—10, July 1965.
10. *Faddeev, D.K., Faddeeva, V.N.* Computational Methods of Linear Algebra. San Francisco, 1963.

Utilization of Matrix Sensibility in Study of the Dynamical Stability in Power Systems

The paper present an algoritm for the analysis of dynamical stability at small perturbations of power systems by the matrix sensibility.

BULETINUL INSTITUTULUI POLITEHNIC „GHEORGHE GHEORGHIU-DEJ“ BUCUREȘTI
SERIA ELECTROTEHNICĂ
Tomul XLI — 1979, Numărul 1

AUTOMATICĂ

C.Z.: 621.3.014.8.004

SOME CONSIDERATIONS REGARDING THE CONCEPT OF RELIABILITY LABORATORY EXPERIMENTS

D.F. LAZAROIU*

The laboratory experiment in the field of sistems reliability are very important to complete theoretical knowledge and rise some problems, other than those related to other studies. The author presents the conception of such experiments for instance: accelerated tests for components in the frame of a laboratory study, studies of physical failures of electronic devices and the use of exponential and Weibull papers, redundancy studies of a logical scheme, modellings of parametric reliability by different methods (as for instance method Monte Carlo). The described laboratory tests were successfully experimented and can be completed by other suggested works.

Matters of reliability are ever more the concern of constructors and users of products created in our time, according to the nature of these products and their use. This is why in the higher education the study of reliability, in one form or another, was introduced in numerous faculties. As far as our country is concerned, the faculties for engineers in electrotechnics, electronics and control systems have introduced in their curricula courses of reliability. Such studies are made also in postgraduated education and doctor works treat this subject rather often lately.

The concept of reliability laboratory experiments, aimed at completing numerical calculations to be performed by students, rise some specifical problems, in comparison with other laboratory experiments.

In fact, reliability is expressed by characteristics which are fonctions of time. Reliability represents, in short, the ability of an item (element or system) to perform a required function under stated conditions for a stated period of time. Even in the case of accelerated industrial tests of reliability, rather long periods of time are often requested according to the test schedule, in order to obtain a relevant result. But the laboratory experiments which can be made by the students must be properly designed in order to take no more than two or three hours, as these experiments are made with rather usual apparata.

Manuscript recived 21 november 1978
* Prof. dr. ing. Chaire of Automatic I

The types of experiments in the field of reliability and their concepts — bearing in mind the above quoted criteria — used by the writer of the present paper, are explained below.

1. Practical tests of reliability are made on a sample lot of identical items, produced according to a given consistent technology. As already mentioned, the duration is rather long, involving sometimes hundreds of hours. Real time testing can be performed in the laboratory by the permanent staff, whose activity, that is the recording of failures, are followed by the students. A laboratory meeting can be organized with the students in order to examine such activity, especially by the end of the testing, when the cumulative frequency of failures is sufficiently high.

Another way of experiments is the acceleration of tests, which can be easier followed up by the students. These beeing industrial tests, they must be made according to the appropriate standards of each item.

Thus the main parameters of a lot of electronical components (100... ...1500 items) are measured at equal periods of time (24, 48 or 100 hours). Failures are recorded. The students have to perform the following operations :

a) at the and of each interval of time t_i the estimators of reliability characteristics are calculated :

the probability of surviving $\hat{R}(t_i)$;

the probability of failure (cumulative distribution function) $\hat{F}(t_i) = 1 - \hat{R}(t_i)$;

the probability density function $\hat{f}(t_i,\ t_{i-1})$;

the failure rate $\hat{z}(t_i,\ t_{i-1})$;

MTBF * ;

b) the curves of the mentioned characteristics are plotted on basis of the above given data as functions of time;

c) the law of distribution of failures is identified using probability papers for the exponential distribution and for Weibull distribution; the parameters of the distributions and MTBF are calculated.

As it is well known, the probability paper for the identification of the exponential distribution is based on the representation of the points of $\hat{R}(t)$ as a straight line. Since in this case $R(t) = \exp(-\lambda \cdot t)$, the equation of the straight line is :

$$\ln\ 1/R(t) = \lambda \cdot t.$$

In the case of Weibull distribution :

$$R(t) = \exp(-t^{\beta}/\theta),$$

where β and θ are the parameters of the distribution, and the equation of the straight line is :

$$\ln \ln\ 1/R(t) = \beta\ \ln\ t - \ln\ \theta.$$

---

* As it is well known : $\hat{R} = N/N_0$, $\hat{F} = n/N_0$, $\hat{f} = \Delta n/N_0$, $\hat{z} = \Delta n/N$, where N_0 = number of items at the beginning of testing, n = cumulative number of failures to the moment t_i, Δn = number of failures during the interval of time $(t_i,\ t_{i-1})$, $N = N_0 - n$; MTBF $= \Sigma\ t_i k_i/N$.

As the straight line is drawn through points, one can use the method of least squares approximation by means of a desk minicomputer. In order to verify the identification hypothesis of the distribution law, the Kolmogorov — Smirnov test (fig. 1) is applied; if this hypothesis proves to be true, the distance e_{max} between the determined points and the straight line is a random variable having the same distribution. The limit value e_0 is selected from tables, so that the probability that the maximum distance is greater than this value, if the null hypothesis is true, should be α.

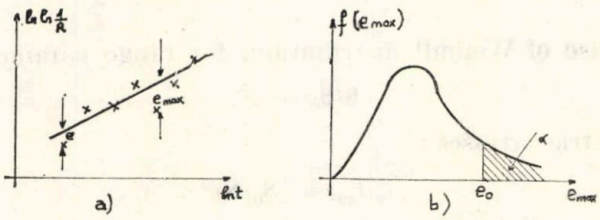


Fig. 1

2. The same practical tests of reliability can be made also with the aim of revealing the mechanisms of physical failures of electronic devices and systems. In this case too, the students follow only in principle the way in which the operation is performed as a consequence of the long duration of time requested for the tests and they only interpret afterwards the obtained data. For this purpose Arrhenius law is used:

$$\ln L = \ln L_0 - C \cdot t \exp(-Q/KT),$$

where L is the resistance to stress L_0 the same resistance at $t = 0$, C and Q are constants of material and K is Boltzmann's constant. The failure of the device occurs when the resistance to stress L becomes equal to stress S. Thus according to fig. 2 the quantile of the working time t_α, given the level of stress. The failure condition of a proportion α of the total number of devices under stress beeing set and considering the distribution of resistance to stress $f(L)$ as beeing the normal law $N(\mu, \sigma)$, it results;

$$\ln L_\alpha = \ln L_{0\alpha} - C \cdot t_\alpha \exp(-Q/KT) = \ln S$$

and:

$$t_\alpha = 1/C \cdot \exp(Q/KT) \cdot \ln(L_{0\alpha}/S),$$

or:

$$\ln t_\alpha = \text{const.} + Q/KT.$$

Considering temperature T_0 as a reference level of stress it results:

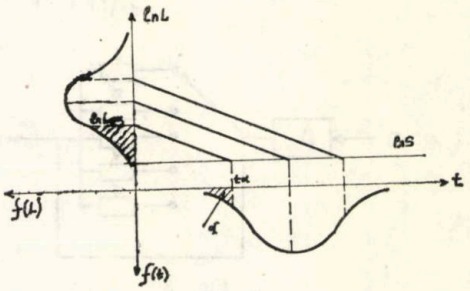


Fig. 2

$$t_{\alpha 0} = \text{const.} \exp(Q/KT_0)$$

and: $t_\alpha = \text{const.} \exp(Q/KT)$, where from the accelerating factor is:

$$\tau = t_\alpha/t_{\alpha 0} = \exp[Q/K(1/T - 1/T_0)]$$

and the accelerating constant is :

$$\ln \tau = Q/K(1/T - 1/T_0),$$

thus having the posibility to extrapolate the reliability characteristics. As a consequence, in the case of the exponential distribution, for failure rates :

$$\lambda/\lambda_0 = \exp\left[-\frac{Q}{K}(1/T - 1/T_0)\right];$$

and in the case of Weibull distribution, for range parameters :

$$\theta/\theta_0 = \tau^{\beta}.$$

For electric stresses :

$$t_\alpha/t_{\alpha 0} = (S_0/S)^m$$

where the exponent m takes various values for each type of component. Therefore one can use the following general relation :

$$t_\alpha = (S_0/S)^m \cdot t_{\alpha 0} \cdot \exp[Q/K(1/T - 1/T_0)].$$

The test can be made for any type of component, under various stresses of temperature, electrical (tension) or combined, gradually and for various periods of time (e.g. 24, 100, 250 hours).

The students have to perform the following operations :

a) plotting the diagrams on a normal probability paper for stresses and resistance to stresses ;

b) subject to the reference stress, selected by the experimentator, the final results are given on lognormal and Weibull probability paper ;

c) the results are interpreted.

3) The redundance study is very useful in the framework of laboratory experiments. It is obvious that if the probability of surviving of an element (or system) is p_K and the redundancy is ensured by m identical elements (or systems) then :

$$R(t) = 1 - (1 - p_K)^m.$$

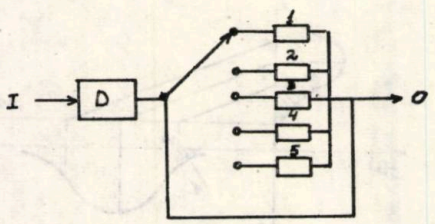


Fig. 3

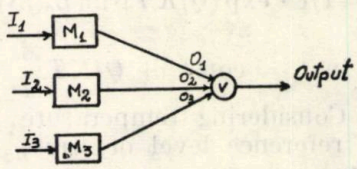


Fig. 4

A structural model of passive redundancy as in fig. 3 can be built, in which D is a switching device and the elements (or systems) 1 ..5 are identical. These elements can be built so as to simulate a failure (e.g. an

interruption of a circuit) by a supplementary device. A relay — type device can control the switching of device D ensuring the continuity of the circuit $I-0$. The ensemble (system) can be conceived so that the redundant element is a part of a given electronic circuit the operation of which

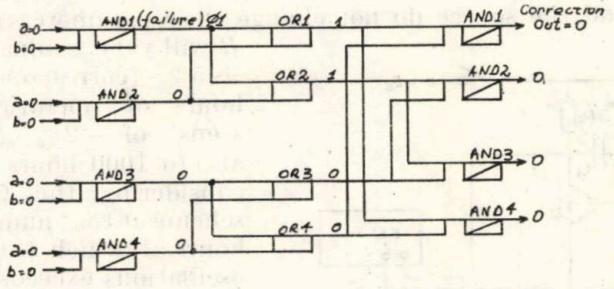


Fig. 5

is followed up in the laboratory under the condition of a simulated failure of element 1 (elements 2...5 being redundant).

The study of the redundancy of logic circuits is of great importance. A voting circuit can be used (having majority decision) as in fig. 4, where module 1 is triplicated ($M_1 = M_2 = M_3$) and V is the voting circuit. In the hypothesis of correct operation of the voting circuit V, the circuit reliability is :

$$R(t) = R_M^3 + 3R_M^2((1 - R_m),$$

meaning that there is a probability to obtain at the output a correct signal even if one of the modules $M_i(i = 1, 2, 3)$ failed. In the case of exponential distribution :

$$R(t) = 3\ \exp(-2t/\mathrm{MTBF}) - 2\exp(-3t/\mathrm{MTBF}).$$

Even more interesting is the quadruplication of logic circuits used in the so called „fault tolerant computers" as one can see in fig. 5. Such a scheme can demonstrate the way in which a wrong logic signal can be corrected so as to have at the output a right logic signal. Various schemes can be made up as for istance a binary code — Gray code converter etc.

4. Equally the effects of parameter deviation in time of some components on the reliability of a system ca be simulated. Take as example an astable circuit for which the pulse duration is $t_1 \cong 0\ 69 \cdot C_1 \cdot R_{B1}$. This can be made in the laboratory with decade resistors and capacitors as in fig. 6, where FN is a digital frequencymeter.

The values of all components are considered as distributed according to the normal law with the average x_{inom} equal to the nominal value mentioned on the scheme and :

$$\sigma_{xi} = 0.2x_{\mathrm{inom}}/3 = 0.07x_{\mathrm{inom}},$$

supposing that the tolerance is 20% and equal to 3σ. A frequency of 2kc/s $\pm$ 5% is imposed.

Students will study :

a) partial parameter reliability (subject to only one parameter x_i), by varying that parameter (R or C in the scheme), considering that the transistors and the source do not change their parameters ; in this case, R will vary gradually in steps of + 5% (corresponding to 1000 hours of operation) and C in steps of − 2% (corresponding also to 1000 hours of operation), considering the failure of the scheme at that number of working hours at which the frequency of oscillations exceeds the range of values 2 kc/s $\pm$ 5% ; thus the critical components of the scheme are determined ;

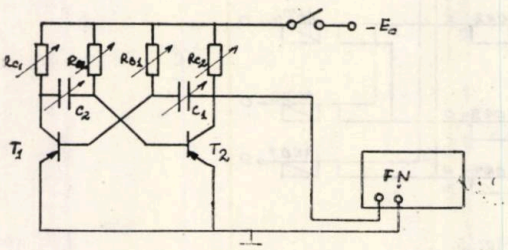


Fig. 6

b) the experiment is repeated for the simultaneous variation of all elements in the scheme, which coresponds in fact to the simulated operation of the whole scheme (approximations considered) ; thus the number of working hours are determined.

The scheme uses the following values : $R_{B1} = R_{B2} = 44$ kΩ, $R_{c1} = R_{c2} = 4$ kΩ, $C_1 = C_2 = 10$ nF. The experiment can can be made also by the Monte Carlo method. Six ranges of random numbers normally distributed $N(0,1)$ will be taken. The six statistical variable values of the circuit will be associated to the six ranges of numbers. For a trial :

$$x_i = \sigma_{xi} \cdot \zeta_i + x_{\text{inom}},$$

where x_i is the value of the parameter distributed according to a normal law, $\sigma_{xi} = 0{,}07\, x_{\text{inom}}$ and ζ_i is the chosen number from the range of random numbers. The values x of R and C are set to the calculated figures and it is stated whether the result (frequency) is the correct one or not. The parameter reliability is $R = r/N$, where N is the total number of tests and r number of successful tests.

5. Simpler experiments can point out the deviation of the parameters of components or systems (devices, apparata) due to temperature, by measuring these parameters at normal temperature, at high temperatures (+ 100 . . . − 70°C) in standard ovens, at low temperatures (− 20 . . . −70°C) in cryochambers. These give a real image of the defective mechanisms.

The types of laboratory tests mentioned in this paper have been experimented with educational success. Undoubtedly they are not exhaustive. Generally they have to be completed with full tests, as for example : electrical break through,tests in climatic chambers etc., so that the students should have a full picture on the reliability tests and the defective mechanisms.

Unele considerații privind conceptul de fiabilitate în lucrări de laborator

Experimentele de laborator în domeniul fiabilității sistemelor sînt foarte importante pentru a completa cunoașterea teoretică și ridică unele probleme specifice, în comparație cu cele de la alte discipline. Autorul prezintă concepția unor astfel de experimente, ca de exemplu : încercări accelerate pentru componente în cazul unei lucrări de laborator, studii privind căderile fizice din dispozitivele electronice și folosirea graficelor exponențiale și Weibull, studiul redondanței, studii referitoare la redondanța într-o schemă logică, modelări ale fiabilității parametrice prin diferite metode (ca de exemplu metoda Monte Carlo).

Încercările de laborator descrise au fost experimentate cu succes și pot fi completate cu alte lucrări sugerate.

BULETINUL INSTITUTULUI POLITEHNIC „GHEORGHE GHEORGHIU-DEJ"
BUCUREȘTI
SERIA ELECTROTEHNICĂ
Tomul XLI — 1979, Numărul 1

C.Z. : 681.3.04.

A RESEARCH ON EXPERIMENTAL METHODS FOR SYSTEM IDENTIFICATION

M. TERTIȘCO, P. STOICA, I. RUSS*

It is well known that it is hard to perform dynamic models for a large class of processes (e.g. industrials, economics, biologicals) by analitical method. These processes need experimental identification. This paper presents some results in the implementation, of parameter estimation and identification methods for linear systems.

Introduction

This paper is an summany of a computer programm package for system identification. For general problems of system identification the references [1], [2], [3], [4], [5], [10]. are very useful. Our purpose is only to outline the parameter identification procedures, thoriughly described in [2]. A comparison of the procedures and the results obtained by their implementation on experimental and simulated measurements are described in [2], [16].

1. Identification procedure

The main part of [2] consists of some identification procedures written in FORTRAN IV. We present here only the basic subroutines. The neccessary mathematical subroutines are described in [2].

1.1. *Indirect parametric identification*

In many applications it is necessary to obtain a parametric model for the process e.g. transfer functions. The parametric model can be determined from an intermediate nonparametric one. Some reasons to choose sometimes this indirect way for parametric model estimation are given in [16].

Manuscript received 21 november 1978

* Prof. dr. eng; Assistent eng; Asistent eng. Control System Department

INDI

• *Function* : estimates the parameters of s-transfer function

$$k \cdot \frac{1 + \sum_{i=1}^{na} a_i s^i}{\prod_{i=1}^{nb} (b_i s + 1)} \tag{1}$$

from step response

• *Method* : the parameters are determined by the minimzation of a quadratic error criterion, defined in time domain, using the Rosenbrock procedure. The initial estimate is obtained by a Monte-Carlo technique.

• *References* : [11]

IPON

• *Function* : estimates the parameters of s-transfer function (1) from the weighting function. There are also computed the standard deviations of the estimated parameters.

• *Method* : the parameters are determined by the minimization of a quadratic error criterion, defined in time domain, using a Gauss-Newton algorithm. The covariance matrix of the parameter estimates is obtained from the value in minimum of the criterion hessian.

• *References* : [4], [14].

ICMP

• *Function* : estimates the parameters of the difference equation (the z-transfer function).

$$A(q^{-1})y(t) = B(q^{-1})q^{-r}\, u(t) + e(t) \tag{2}$$

using the pulse or step response.

In (2)

$u(\cdot)$ = imput, $y(\cdot)$ = output, $e(\cdot)$ = residuals

r = dead time q = delay operator $(q^{-1}y(t) = y(t-1))$

$$A(q^{-1}) = 1 + a_1 q^{-1} + \ldots + a_{na}\, q^{-na}$$

$$B(q^{-1}) = b_0 + b_1 q^{-1} + \ldots + b_{bb}\, q^{-nb} \tag{3}$$

$A(q^{-1})$, $B(q^{-1})$ do not hawe common factors and $q^{na}\, A(q^{-1})$ has all zeros inside the unit circle.

• *Method* : the least — sguare procedure for zero initial conditions

$$u(t) = y(t) = 0 \qquad t < 0 \tag{4}$$

Generally, even if the available data are the pulse response values, because of accuarcy reasons [5], [12], the passing to $y(\cdot)$ = step response ($u(\cdot)$ = = unit step) using the convolution sum is preffered.

● *References*: [5], [12].

IHOD

● *Function*: estimates the parameters of the s-transfer function

$$\frac{A(s)}{B(s)} = \sum_{i=0}^{na} a_i\, s^i \Big/ \left(1 + \sum_{i=1}^{nb} b_i\, s^i\right) \tag{5}$$

from the frequency characteristic $H(jwk)$, $w_1 < w_2 < \ldots < w_N$.

● *Method*: an iterative weighted least-square procedure is used. At iteration i the transfer function parameters are obtained such as

$$W_i = \sum_{k=1}^{N} \left| \frac{B_i(jw_k)}{B_{i-1}(jw_k)} \left[(H(jw_k) - \frac{A_i(jw_k)}{B_i(jw_k)} \right] \right|^2 = \min \tag{6}$$

The loss function (6) is quadratic in the $A_i(s)$, $B_i(s)$ — coefifcient:

● *References*: [15]

1.2. *Direct parametric identificasion*

A linear system with disturbances described by stochastic processe with rational spectral densities is assumed. It can be described by

$$A_1(q^{-1})\, y(t) = q^{-r}\, B_1(q^{-1})\, u(t) + (q^{-1})/D_1(q^{-1})\, w(t) \tag{7}$$

where $y(\cdot)$ = output, $u(\cdot)$ = input,
$e(\cdot)$ = discrete white noise and the polynomials in q^{-1} from (7) are similarly defined with (3). To the process (7) pollowing model is fitted

$$A(q^{-1})\, y(t) = q^{-r}\, B(q^{-1})\, u(t) + e(t) \quad e(t) = H(q^{-1})\, \varepsilon(t) \tag{8}$$

$e(\cdot)$ = residuals $\varepsilon(\cdot)$ = white noise
Different forms for $H(q^{-1})$ will lead to different estimation method

ITAL

● *Function*: estimates the parameters of the deterministic part of (8).

● *Method*: the „tally" principle is applied. The apriori statistical information is the following: nc is the corerlation degree of the residuals $e(\cdot)$, then

$$\begin{aligned} E[e(t)\, u(t-k)] &= 0 \qquad K = r, \ldots, M \\ E[e(t)\, y(t-i)] &= 0 \qquad i = nc, \ldots, M \end{aligned} \tag{9}$$

E = expectation operator M = process „memory"
In (9) $e(t)$ is a function of the parameter vector

$$\theta = [a_1 \ldots a_{na}\, b_0 b_1 \ldots b_{nb}]^T \tag{10}$$

owing to (8). For the covariance functions which appear in (9) the following consistent estimator can be used

$$\frac{1}{N}\sum_{k-1}^{N-m} x(k)y(k+m) \xrightarrow[N\to\infty]{} E[x(t)y(t+m)] \tag{11}$$

Then θ is obtained from the overdimensioned system (9) using the orthogonal transform method.

● *References*: [6], [13].

IGMA

● *Function*: estimates the parameters of (8) and computes the standard deviations of the deterministic — part parameter estimates

● *Method*: it is considered

$$H(q^{-1}) = \prod_{i=1}^{n}(1 + g_i q^{-1}) \tag{12}$$

Estimates of the parameters of (8) are obtained minimizing

$$V = \sum_{t=1}^{N} \varepsilon^2(t) = \sum_{t=1}^{N} \left\{ \frac{1}{\prod_{i=1}^{n}(1+g_i q^{-1})} [A(q^{-1})y(t) - q^{-a} B(q^{-1})u(t)] \right\}^2 \tag{13}$$

by a technique close to common relaxation : at k iteration the minimization on the directions of the coefifcients of $A(q^{-1})$and $B(q^{-1})$ is followed by a minimization on the direction of g_k. The first minimization problem is quadratic, the second is strong nonlinear but unidimensional (it is efficiently solved by a Fibonacci technique).

● *References*: [8], [9].

1.3. *Auxiliary subroutine*

TSZS

● *Function*: computes the bilinear z transform (BZT)

● *Method*: let be the continuous transfer function $H(s)$ and let be the discrete transfer function

$$G(z^{-1}) = H(s)\Big|_{s=\frac{2}{T}\frac{1-z^{-1}}{1+z^{-1}}} \qquad T = \text{sampling period}$$

or equivalent

$$H(s) = G(z^{-1})\Big|_{z^{-1}=\frac{2-sT}{2+sT}} \tag{14}$$

Then $H(s)$ and $G(z^{-1})$ have, for same imput, cvasi-identical outputs at the sampling moments.

This BZT property creates multiple uses.

● *References*: [7], [12]

Conclusions

The presented algorithms performed for linear monovariable invariant systems may be extended, with some cautions, in the multivariable systems and slowly variyng parameter case. Some of these procedures (IHOD) may be directly applied to the closed loop control system identification. It is to be noted that the implementation of a extended package of identification programs is in progress at the Computing Center of Polytechnical Institute of Bucharest [17].

REFERANCES

1. *K.S. Aström. and P Eykhoff*, Automatica, vol. 7, pp. 123, 1971.
2. *M. Tertişco, P Stoica, I. Russ*, To be published.
3. *P. Eykhoff*, Sysem identification, London Wiley, 1974
4. *S. Gentil, J.P. Sandraz and C. Foulard*, Different methods for dynamic identification of an experimental paper machine, presented at 3-rd IFAC symp. Identification and system parametereştimation, The Hague, 1973.
5. *R. Isermann e.a.* Comparison of sin on-line identification and parameter estimation methods, presented at 3-rd IFAC symp. Identification and system parameter estimations the Hague, 1973.
6. *V. Peterka and A. Halouskova*, Tally estimale of Aström model for stochastic systems, presented at 2-nd IFAC symp. Identification and process parameter estimation, Prague, 1970.
7. *N.K. Sinha*, Proc. IEEE, No. 5, May 1972.
8. *T. Söderström*, Automatica, vol. 11, pp. 617, 1974.
9. *P. Stoica and T. Söderström*, IEEE, Trans. Automat. Contr., August, 1977.
10. *P.Stoica*, AMC, vol. 23, pp. 107, 1976.
11. *P. Stoica*, to be published.
12. *P. Stoica*, Rev. Roum. Sci. Techn. Electrotecghn. et Energ. no. 3 1977.
13. *A. Stoica and P. Stoica*, Rev. Roum. Sci. Techn. Electrotechn. et Energ., vol. 21, pp 435 1976.
14. *M. Tertişco, A. Stoica, P. Stoica*, Statistical modelling of linear systems in Modern trends in cibernetics and systems, Bucharest : Technical Press and Abacus Press, 1977.
15. *M. Tertişco and P. Stoica*, EEA, vol, 20, pp. 133, 1976.
16. *P. Stoica, T. Popescu and A. Stoica*, to be published.
17. *P. Stoica*, BIBLIOID — user's guide, Polytechnical Institut of Bucharest. Faculty of Automatic Control, 1977.

Cercetări asupra metodelor experimentale pentru identificarea sistemelor

Sînt cunoscute dificultăţile ce apar în obţinerea modelelor dinamice pentru o clasă largă de procese (industriale, economice, biologice) prin metode analitice. Articolul prezintă o serie de rezultate în implementarea unor metode de identificare şi estimare a parametrilor pentru sisteme liniare.

BULETINUL INSTITUTULUI POLITEHNIC „GHEORGHE GHEORGHIU-DEJ"
BUCUREȘTI
SERIA ELECTROTEHNICĂ
Tomul XLI — 1979, Numărul 1

C.Z.: 62—82
62—83

ASUPRA STABILITĂȚII SISTEMELOR ELECTROHIDRAULICE DE POZIȚIONARE A SARCINILOR INERȚIALE

ILIE CATANĂ *

Lucrarea se ocupă cu analiza stabilității sistemelor electro-hidraulice de poziționare a sarcinilor inerțiale folosind atît modele matematice liniare cît și neliniare.

Evidențierea influenței parametrilor constructivi și funcționali asupra condiției de stabilitate permite o alegere corespunzătoare a metodelor și mijloacelor de stabilizare.

1. Problema stabilității sistemelor electrohidraulice

Analiza stabilității este deosebit de importantă pentru aprecierea posibilității de utilizare în practică a sistemelor electrohidraulice. Stabilitatea acestor sisteme este determinată de o serie de parametri interni și externi dintre care unii pot fi cunoscuți cu suficientă precizie, iar alții pot fi apreciați global ca domeniu de variație. Astfel compresibilitatea fluidului de lucru se modifică la variația presiunii, temperaturii sau a cantității de aer dizolvat și antrenat în timpul funcționării. Vîscozitatea are variații importante cu temperatura, fapt care conduce la modificarea pierderilor de fluid și a caracteristicilor funcționale ale rezistențelor hidraulice. Aceste mărimi intervin alături de alți parametri constructivi și funcționali în condiția de stabilitate și acționează de regulă în sensul reducerii gradului de stabilitate, iar uneori pot determina funcționarea instabilă a sistemelor electrohidraulice.

Compatibilitatea stabilității cu performanțele staționare și tranzitori impuse sistemelor electrohidraulice ridică probleme deosebit de complexe a căror rezolvare necesită utilizarea unor procedee de stabilizare și corecție care să asigure o funcționare stabilă a sistemelor în condiții date.

În continuare se prezintă unele metode de analiză a stabilității sistemelor electrohidraulice de poziționare a sarcinilor inerțiale din care rezultă

Manuscris predat redacției la data de 11 noiembrie 1978

* Șef lucrări dr. ing. Catedra automatică II

condițiile de stabilitate și posibilitățile de intervenție în structura și parametrii acestor sisteme în vederea asigurării unui anumit grad de stabilitate.

2. Analiza liniarizată a stabilității sistemelor electrohidraulice

Ca structură și funcționalitate sistemele electrohidraulice de poziționare liniară sau unghiulară a sarcinilor inerțiale se încadrează în schema de principiu reprezentată în figura 1.

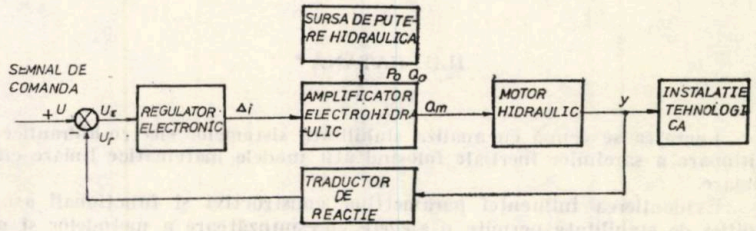


Fig. 1

Se consideră mai întîi cazul sistemelor de poziționare liniară la care subsistemul hidraulic este alcătuit dintr-un motor hidraulic liniar, un amplificator electrohidraulic cu reacție de forță, și o sursă de putere hidraulic-de presiune constantă. Subsistemul electronic este alcătuit dintr-un traductor de poziție și un regulator electronic.

Pentru cercetarea stabilității se folosesc modele matematice date în [1, 2] pentru fiecare component al sistemului din figura 1, pe baza cărora s-a întocmit schema funcțională din figura 2 care este tipică pentru

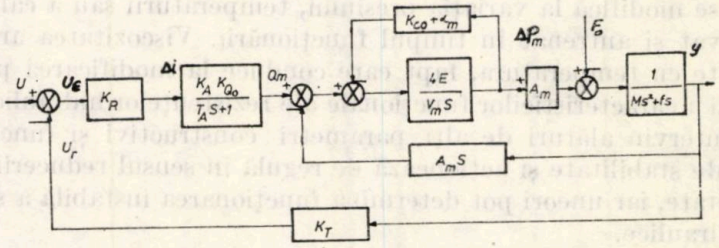


Fig. 2

clasa sistemelor de poziționare, unde regulatorul se consideră de tip proporțional.Funcția de transfer a sistemului deschis rezultă din schema funcțională sub forma :

$$H(s) = \frac{y(s)}{U_\varepsilon(s)} = \frac{K_v}{s(T_S s + 1)\left(\frac{s^2}{\omega_n^2} + \frac{2\zeta}{\omega_n} s + 1\right)} \qquad (1)$$

unde :

$$K_v = \frac{K_R \cdot K_A \cdot K_T \cdot K_{Q_0}}{A_m} \tag{2}$$

$$\omega_n = \sqrt{\frac{4E A_m^2}{V_m M}} \tag{3}$$

$$\zeta = \frac{K_{Ce}}{A_m}\sqrt{\frac{EM}{V_m}} + \frac{f}{4A_m}\sqrt{\frac{V_m}{EM}} \tag{4}$$

Condiția de stabilitate pentru sistemele de poziționare liniară dedusă pe baza modelului (1) rezultă sub forma [2] :

$$\frac{K_v}{\omega_n} < 2\zeta \cdot \Phi(\zeta,\ \omega_n,\ T_A) \tag{5}$$

unde :

$$\Phi(\zeta,\ \omega_n,\ T_A) = \frac{1 + 2\zeta T_A \omega_n + T_A^2 \omega_n^2}{(1 + 2\zeta\omega_n T_A)^2} \tag{6}$$

În cazul în care constanta de timp a amplificatorului electrohidraulic se poate neglija condiția de stabilitate capătă forma :

$$\frac{K_v}{\omega_n} < 2\zeta \tag{7}$$

iar $\Phi(\zeta,\ \omega_n,\ T_A) \approx 1$.

Relația (7), deși aparent foarte simplă exprimă sintetic problema fundamentală a stabilității sistemelor electrohidraulice de poziționare.

În practică factorii de amortizare au valori extrem de mici. Frecvențele naturale de (30—100) rad/sec și factori de amortizare de 0,01—0,2 sînt tipice pentru multe sisteme de poziționare a sarcinilor inerțiale. Această combinație de valori limitează valoarea factorului de amplificare și creează o severă problemă stabilității și performanței pentru sistemele electrohidraulice de poziționare.

Dacă constanta de timp a amplificatorului electrohidraulic nu se poate neglija atunci valoarea maximă a amplificării se corectează conform relației (5) unde $\Phi(\zeta,\ \omega_n,\ T_A) < 1$.

Pentru a evidenția influența parametrilor constructivi și funcționali asupra stabilității, relația (7) poate fi scrisă sub forma dezvoltată :

$$K_R K_T K_A K_{Q_0} < 2\sqrt{\frac{4EA_m^2}{V_m M}}\left[K_{Ce}\sqrt{\frac{EM}{V_m}} + \frac{f}{4}\sqrt{\frac{V_m}{EM}}\right] \tag{8}$$

Din această relaţie se verifică cele menţionate la început şi rezultă următoarele recomandări importante :

— Creşterea masei M al sarcinii şi al volumului V_m al motorului hidraulic conduce la reducerea gradului de stabilitate şi la limitarea performanţelor dinamice prin micşorarea pulsaţiei naturale ω_n ;

— Compresibilitatea fluidului de lucru trebuie menţinută cît se poate de mică cu alte cuvinte trebuie asigurată necontaminarea acestuia cu aerul pentru a menţine rezerva de stabilitate în orice condiţii de funcţionare ;

— Pierderile de debit la amplificator şi motorul hidraulic măsurate de factorul K_{Ce}, contribuie la mărirea factorului de amortizare şi implicit la ameliorarea condiţiei de stabilitate.

Aceste pierderi de debit trebuie analizate în strînsă legătură cu performanţele staţionare ale sistemelor exprimate prin eroarea staţionară conform relaţiei [1] :

$$\varepsilon_{st} = -\Delta y_{st} = \lim_{s\to 0} s\,\Delta Y(s) = \frac{K_{Ce}\,\Delta F_0}{K_v A_m^2} \tag{9}$$

Se remarcă faptul extrem de important că pierderile de debit deşi favorabile stabilităţii în cazul sistemelor în care acţionează forţe rezistente mari la sarcină (ΔF_0) contribuie la apariţia erorii staţionare de poziţie.

Singura mărime care are efecte favorabile atît asupra stabilităţii cît şi asupra preciziei staţionare este aria pistonului motorului hidraulic.

Pentru sistemele electrohidraulice de poziţionare unghiulară a sarcinilor inerţiale stabilitatea şi precizia în regim staţionar sînt exprimate de aceleaşi relaţii (8) şi (9), în care masa M şi aria pistonului A_m se înlocuiesc cu momentul de inerţie J_m şi debitul specific la motorul hidraulic q_m.

3. Analiza stabilităţii sistemelor electrohidraulice neliniare

Liniarizarea ecuaţiilor de funcţionare a componentelor din structura sistemelor electrohidraulice a permis aşa cum se arată în [2] exprimarea metodelor matematice sub forma funcţiilor de transfer care au stat la baza analizei stabilităţii şi la proiectarea unor clase de sisteme de largă aplicabilitate practică. Analiza liniarizată presupune o funcţionare în jurul unor puncte statice în care mărimile fizice au variaţii de amplitudine mică ceea ce a permis neglijarea efectelor neliniare.

În unele aplicaţii practice este necesar să fie considerate modelele matematice exacte şi în primul rînd caracteristicile neliniare ale elementelor componente printre care cele mai semnificative sînt introduse de amplificatorul hidraulic figura 3. De cele mai multe ori în practică se aproximează caracteristica amplificatorului hidraulic printr-o dreaptă cum este cazul analizei liniarizate avînd panta K_{Q_0}. Rezultatele experimentale

nu concordă suficient de bine cu cele analitice din punctul de vedere al stabilității.

Se arată în continuare cauzele care conduc la aceste neconcordanțe și modul de înlăturare a lor.

O aproximare mult mai apropiată de funcționarea reală a amplificatorului se prezintă în figura 4, și permite stabilirea unor concluzii care justifică toate fenomenele constante în practica sistemelor electrohidrau-

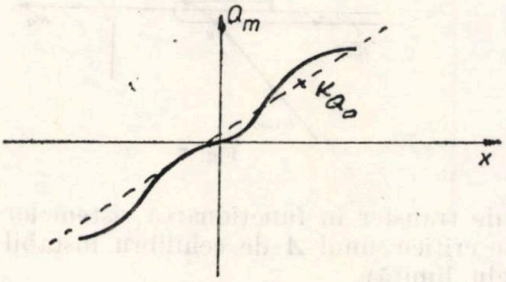


Fig. 3

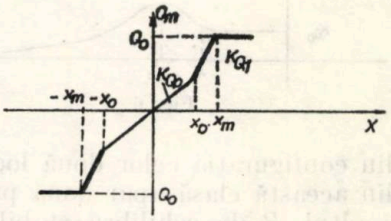


Fig. 4

lice.Structura sistemelor electrohidraulice avînd în componența lor un element (amplificatorul hidraulic) cu o caracteristică neliniară de forma celei din figura 4 se reprezintă în figura 5. Caracteristica de filtru trece jos a părții liniare a sistemului oferă posibilitatea utilizării în condiții corespunzătoare de precizie a metodei funcției de descriere pentru cercetarea stabilității.

Pentru tipul de caracteristică neliniară din figura 4 în lucrarea [3] a fost dedusă funcția de descriere sub forma :

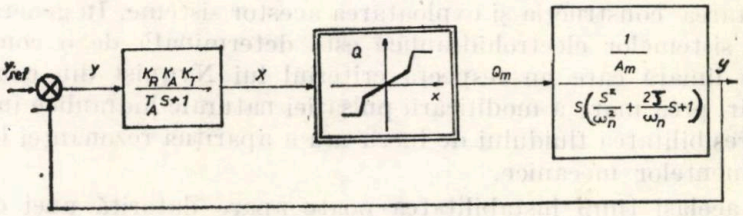


Fig. 5

$$N_R = \sum_{i=1}^{n} (K_{Q_i} - K_{Q_{i+1}}) f\left(\frac{x_i}{x}\right) + K_{Q_{n+1}}, \qquad x > x_n \tag{10}$$

unde :

$$f\left(\frac{x_i}{x}\right) = \frac{2}{\pi}\left[\arcsin\frac{x_i}{x} + \frac{x_i}{x}\sqrt{1-\frac{x_i^2}{x^2}}\right] \tag{11}$$

Reprezentarea grafică a funcției de descriere este dată în figura 6. Aprecierea stabilității sistemelor electrohidraulice a căror structură dinamică a fost reprezentată în figura 5 se face cu ajutorul criteriului Nyquist cu punct mișcător prin reprezentarea locurilor de transfer ale părții liniare $H_L(j\omega)$ și neliniare $-\frac{1}{N_R(x)}$, așa cum se arată în figura 7. Așa cum rezultă

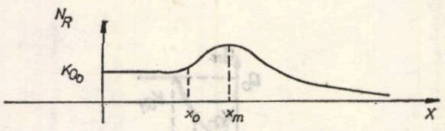


Fig. 6

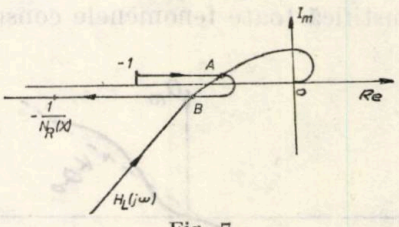


Fig. 7

din configurația celor două locuri de transfer în funcționarea sistemelor din această clasă apar două puncte critice unul A de echilibru instabil și altul B de echilibru stabil (ciclu limită).

Neliniaritatea studiată reprezintă singura neliniaritate care face ca sistemul proiectat stabil în varianta liniară să devină instabil în prezența acestei neliniarități. Pentru evitarea intersecției celor două locuri de transfer și deci respectarea condiției de stabilitate se impune utilizarea unor circuite de corecție cu anticipare de fază care să modifice în mod corespunzător comportarea dinamică a părții liniare a sistemului.

Concluzii

Stabilitatea sistemelor electrohidraulice ridică aspecte teoretice și practice deosebit de importante și de mare finețe care trebuie cunoscute la proiectarea construcția și exploatarea acestor sisteme. În general instabilitatea sistemelor electrohidraulice este determinată de o comportare dinamică liniară care nu respectă criteriul lui Nyquist din cauza unei amplificări prea mari a modificării pulsației naturale hidraulice în funcție de compresibilitatea fluidului de lucru sau a apariției rezonanței în structura elementelor mecanice.

În același timp instabilitatea poate apare datorită unei dinamici neliniare determinată de zona de insensibilitate saturație histerezis sau alte tipuri de neliniarități susceptibile de oscilații la ciclu limită mai ales în sistemele compensate cu rețele de întîrziere anticipare.

Există în practică numeroase cazuri de instabilitate generate de alte fenomene cum sînt : rezonanța liniilor hidraulice instabilitatea supapelor de reglare a presiunii instabilitatea sursei de alimentare fenomenul de stick-slip la sarcină sau înțepenirea periodică a sertarului de putere.

Dacă pentru cazurile de instabilitate determinate de dinamica liniară sau neliniară a sistemelor se cunosc procedee de stabilizare care derivă

din însăși principiul metodei de analiză a stabilității pentru celelalte posibilități de apariție a comportării instabile trebuie făcută o analiză concretă în funcție de aplicația dată.

NOTAȚII

M — masa sarcinii;
f — coeficientul de frecări vîscoase la sarcină;
Δp_m — căderea de presiune la motorul hidraulic;
α_m — coeficientul de pierderi la motor;
K_{C0} — coeficientul debit presiune la amplificatorul hidraulic;
K_{Ce} — coeficientul de pierderi echivalent;
K_A — factorul de amplificare al amplificatorului hidraulic;
K_{Q0} — factorul de amplificare în debit;
K_R — factorul de amplificare a regulatorului;
E — modulul de elasticitate al fluidului de lucru;
V_m, A_m — volumul motorului hidraulic și aria pistonului;
ω_n — pulsația naturală și factorul de amortizare;
T_A — constanta de timp a amplificatorului hidraulic;
F_0 — forța rezistentă la sarcină;
N_R — funcție de descriere;
$H_L(s)$ — funcția de transfer a părții liniare.

BIBLIOGRAFIE

1. *S. Florea .I. Catană,* Echipamente de automatizare hidraulice și pneumatice, I.P.B, 1977.
2. *I. Catană,* Metode de analiză a circuitelor electrohidraulice Referat în cadrul tezei de doctorat, I.P.B, octombrie 1976.
3. *J. Gibson,* Sisteme automate neliniare Ed. tehnică 1967.

On the Stability of Positioning Electro-hydraulic Systems

The paper aims at analysing stability of electrohydraulic systems positioning inertial loads. Linear, as well as non-linear mathematical models are used.

The emphasise of construction and operational parameters influence upon the stability conditions allows the suitable choice of stabilisation methods and means.

BULETINUL INSTITUTULUI POLITEHNIC „GHEORGHE GHEORGHIU-DEJ"
BUCUREȘTI
SERIA ELECTROTEHNICĂ
Tomul XLI — 1979, Numărul 1

C.Z.: 534.883:621.914:68.322

FILTRU SINCRONIZAT PENTRU ELIMINAREA ZGOMOTULUI LA MASURAREA INDUCTIVĂ A DEFLEXIEI AXULUI UNEI MAȘINI DE FREZAT

THEODOR BORANGIU*

Lucrarea prezintă o metodă numerică de filtrare a semnalelor date de traductoarele inductive ce măsoară deflexia axului (traductoarele de moment de încovoiere) la mașini de frezat verticale. Structura prezentată înregistrează „off-line" zgomotul, îl memorează, și apoi în timpul frezării, furnizează echipamentului de corecție datele necesare eliminării zgomotului. Dispozitivul poate fi utilizat în sistemele de automatizare complexă (exemplu comanda adaptivă) a mașinilor unelte.

Introducere

La utilizarea traductoarelor inductive pentru măsurarea momentului de încovoiere, reflectată prin măsurarea deflexiei axului, are loc alterarea semnalului util de către zgomotul inevitabil dat de tensiunile reziduale și, mai ales, de neuniformitatea metalului component al suprafeței axului de măsurat ; permeabilitatea magnetică a acestuia variază pe periferia axului în mod cu totul întîmplător pe durata unei perioade complete de rotație a axului, repetîndu-se apoi de la o perioadă la alta. Sesizarea acestei periodicități a stat la baza elaborării tehnicii de filtrare a zgomotului la măsurarea deflexiei.

Repetabilitatea semnalului perturbator la fiecare rotație a axului permite eliminarea zgomotului din semnalul măsurat de traductor pentru un număr suficient de mare de valori ale acestui semnal, obținut prin eșantionarea la fiecare rotație a semnalului măsurat, tehnica de filtrare fiind numerică.

1. Principiul de funcționare al filtrului

Filtrarea propriu-zisă este precedată de o înregistrare a zgomotului la mersul în gol („off-line", nu există cuplu). În acest regim, semnalul obținut de la traductor este chiar zgomotul de măsură care este convertit

Manuscris predat redacției la data de 26 iunie 1978
* Asistent ing Catedra Automatică I.

numeric, într-un cod convenabil. În lucrare se consideră o conversie în cod binar natural, lungimea cuvîntului fiind de 8 biți (ceea ce ar corespunde, pentru un semnal analogic de tensiune unificat 0—10 V la o putere de rezoluție de aproximativ 40 mV). Conversia A/N nu se realizează decît pentru un număr finit de valori (128 de valori) la o rotație completă a axului; acest număr a fost ales din două considerente: mai întîi pentru a avea descriere suficient de exactă a distribuției zgomotului pe o perioadă de rotație completă, și în al doilea rînd pentru a putea implementa comod blocul de memorare a zgomotului. Numărul de 128 de valori se obține prin eșantionarea semnalului obținut de la traductorul de moment de încovoiere (deflexia axului). Eșantionarea se realizează cu ajutorul unui ceas care dă impulsuri cu frecvență proporțională cu viteza de rotație a axului (turația) și cu numărul de fante practicate pe un disc montat pe arborele de măsură. Discul se rotește solidar cu axul, și împreună cu o sursă luminoasă și o fotodiodă constituie generatorul propriuzis. Dispozitivul este prezentat schematic în figura 1.

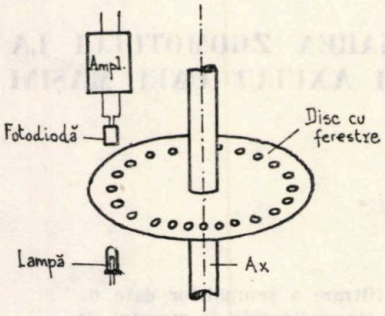


Fig. 1

Prin trecerea succesivă a fantelor de pe disc în fața lămpii se obține un tren de impulsuri care, în urma amplificării și formării (compatibilitate *TTL*) poate fi folosit ca semnal de ceas (sincronizare) pentru eșantionare.

În faza „off-line" de prelucrare a datelor, trenul de impulsuri de sincronizare servește la transferul echivalentului numeric al semnalului de intrare perturbator în cîte o celulă de memorie. Dimensionarea memoriei pentru înregistrarea off-line a zgomotului a condus la un număr de celule/cuvînt egal cu cel al fantelor de pe disc (128), fiecare cuvînt avînd o lungime de 8 biți.

În urma înregistrării zgomotului se blochează accesul la înscrierea în memorii și se trece la filtrarea propriu-zisă [1]. Pentru aceasta este necesară conversia analog/numerică a semnalului traductorului de moment de încovoiere, în regim de lucru; conversia se face cu același CA/N utilizat și la preluarea zgomotului. Principiul filtrării este următorul: valoarea numerică a zgomotului corespunzătoare unei anumite poziții unghiulare a axului (și memorate în faza pregătitoare într-o celulă a memoriei) este scăzută din valoarea numerică a semnalului afectat de zgomot, corespunzătoare aceleeași poziții unghiulare a axului. Valoarea numerică obținută este convertită într-o mărime analogică, curățată de zgomot.

Implementarea fizică a acestui dispozitiv este ilustrată în figura 2.

Conversia analog numerică a semnalului de la traductor are loc prin aproximații succesive de la cel mai semnificativ bit (*MSB*) la cel mai puțin semnificativ (*LSB*). Blocul de conversie lucrează sincronizat de un tren de impulsuri de ceas A_1, un ciclu de conversie durînd 16 perioade de

tact. Pe durata primei perioade de ceas, registrul adresabil cu blocare, de 8 biţi furnizează combinaţia :

1 0 0 0 0 0 0 0

(*MSB*) (*LSB*)

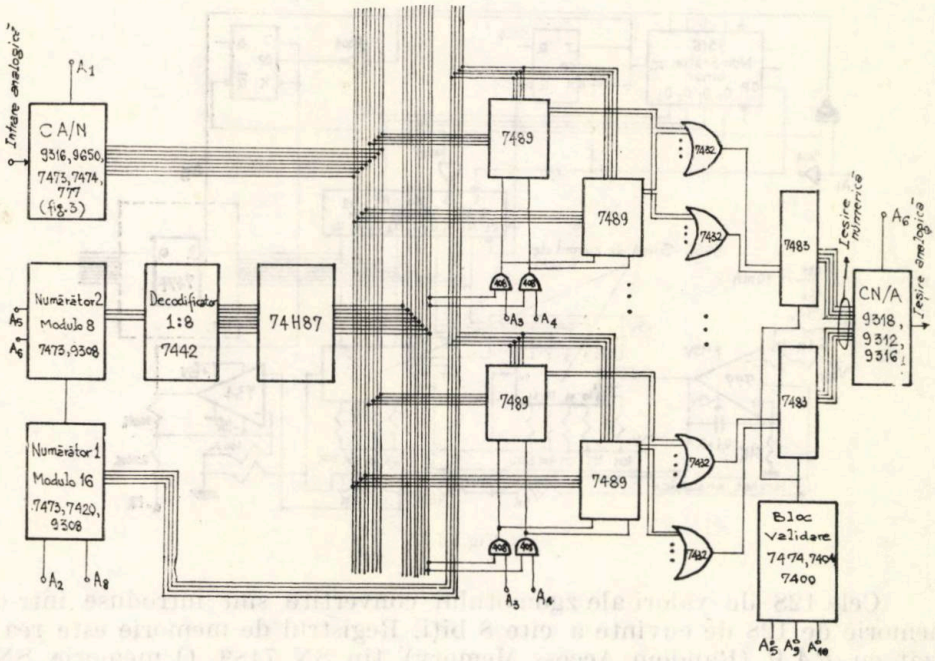


Fig. 2

Echivalentul analogic al acestei combinaţii se compară cu valoarea analogică a intrării. Dacă rezultă că prima este mai mare decît a doua, atunci se şterge registrul de 8 biţi la tactul imediat următor (a doua perioadă de ceas). La o a treia perioadă de ceas se furnizează combinaţia :

* 1 0 0 0 0 0 0 ,

reluîndu-se compararea valorii analogice a acesteia cu valoarea analogică a intrării şi ştergînd conţinutul dacă este cazul. Procedeul continuă ; la al 16-lea impuls de tact de la începutul conversiei se termină primul ciclu de conversie, urmînd apoi celelalte cicluri. La sfîrşitul unui ciclu de conversie *A/N*, este furnizată la ieşirea registrului adresabil de 8 biţi o combinaţie binar naturală de 8 biţi care codifică mărimea analogică a semnalului de la traductor, pentru unul din cele 128 impulsuri de la fotodiodă (deci pentru unul din punctele axului afectat de zgomot). Deoarece la sfîrşitul ciclului de conversie registrul este şters automat (şi pregătit astfel pentru o nouă conversie) conţinutul numeric al valorii convertite este transferat într-un registru latch de 8 biţi (*RL*) (fig. 3).

Latch-ul *RL* memorează valoarea numerică a semnalului precedent pe toată perioada ciclului de conversie curent. Semnalul de comandă pentru transfer provine de la ieșirea de transport a numărătorului binar, modulo 16, tip 9316. În figura 3, latch-ul *RL* conține 8 celule latch elementare (formate cu 1/2 7474-bistabili *D*) [2].

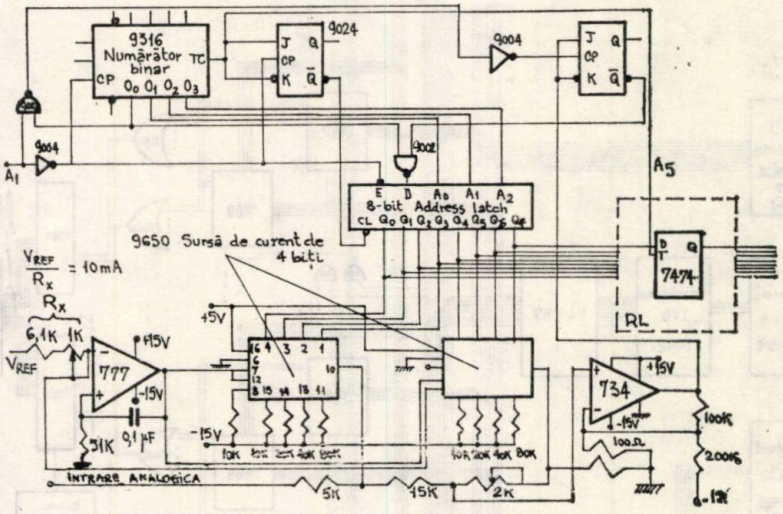


Fig. 3

Cele 128 de valori ale zgomotului convertite sînt introduse într-o memorie de 128 de cuvinte a cîte 8 biți. Registrul de memorie este realizat cu *RAM* (Random Access Memory) tip SN 7489. O memorie SN 7489 permite înscrierea și citirea succesivă a 16 cuvinte de 4 biți. Rezultă că sînt necesare 16 elemente *SN* 7489 organizate ca în figura 4.

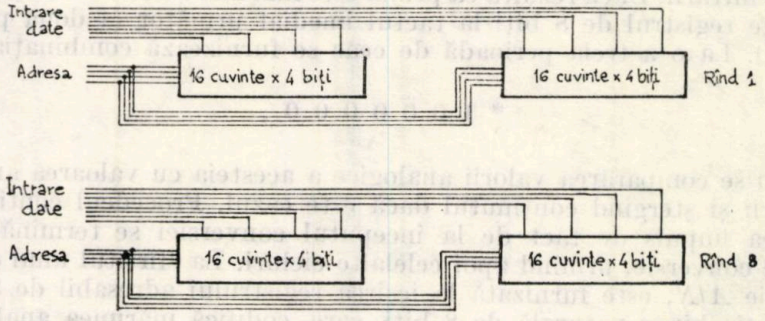


Fig. 4

Alegerea regimului de lucru al dispozitivului de filtrare-regim de înregistrare „off-line" a zgomotului sau regim de filtrare propriu-zisă — se face cu ajutorul semnalelor A_3 și A_4. Astfel, dacă $A_3 = 0$ și $A_4 = 1$, se

înscrie valoarea numerică a zgomotului în cele două memorii *SN* 7489 din rîndul i, și la adresa j a celor două memorii. ($i = 1, 2, \ldots, 8$; $j = 1, 2, \ldots, 16$). Memoria de 128 cuvinte x 2 biți a fost organizată cu 8 rînduri de cîte 2 memorii de tip 16 cuvinte x 4 biți. Rîndul i din această configurație este selectat cu ajutorul numărătorului 2 (modulo 8), iar adresele j ale unui grup i de 2 memorii cu ajutorul numărătorului 1, modulo 16[3]. Întreaga configurație de activare a memoriei mai cuprinde un decodificator 1 :10 de tip 7442 (utilizat în regim 1 :8), 2 elemente Adevărat/Complement de tip *SN* 74 H 87 (comandat de semnalul A_4 pentru fixarea regimului de lucru al memoriilor) și o logică combinațională simplă de validare a accesului la memorii. Numărătorul 1 asincron modulo 16 primește semnalul de ceas de eșantionare, furnizat de dispozitivul de eșantionare și generează adresele pentru memoria filtrului.

În situația inițială (nu se filtrează), numărătoarele 1 și 2 trebuie să fie setate pe toate rangurile. La sosirea primului impuls amîndouă număroatoarele trec în zero. Pentru a realiza diferența dintre valoarea semnalului afectat de zgomot corespunzătoare unei poziții unghiulare a discului față de o referință de pe disc și valoarea zgomotului corespunzătoare aceleiași poziții unghiulare, se prevede încă o fantă pe disc (practicată pe altă circumferință, adică de la o altă distanță față de axul central). Un sistem de citire sursă luminoasă — fotodiodă generează astfel un al doilea semnal de ceas (A), de frecvență 1/128 din frecvența semnalului de eșantionare.

În figura 5 este prezentat circuitul sincronizării începerii filtrării. Pentru a bloca trecerea informației în sumator se comandă $A_{10} = 0$, ceea ce va implica $A_8 = 0$.

Sumatorul de 8 biți realizează diferența numerică dintre valoarea semnalului perturbat și a semnalului perturbator. Sumatorul, compus din două elemente SN 7483, lucrează în complement față de 1.

Ieșirile sumatorului conțin semnalul util (filtrat de zgomot). Aceste valori utile sînt convertite analogic cu ajutorul unui convertor N/A ce execută complet conversia unei valori numerice pe 256 de perioade de tact (A). Conversia se realizează prin integrarea valorii fiecăruia cei din 8 biți ai unui cuvînt de ieșire pe o perioadă de timp proporțională cu ponderea bitului respectiv (bitul i, $i = 0, \ldots, 7$ se integrează 2^i perioade de ceas). Realizarea acestor secvențe de integrare ponderate se realizează cu numărătorul asincron modulo 256 (2 elemente SN 9316), codificatorul cu prioritate (8-Input Priority Encoder SN 9318), multiplexorul 8 :1 tip *SN* 9312. Integrarea se face cu ajutorul unui bloc de integrare și de reținere a valorii integrării (element „Sample and hold").

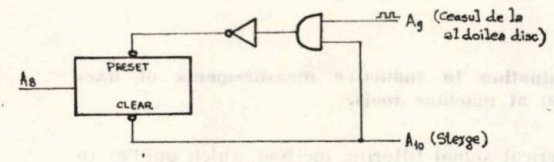


Fig. 5

Filtrul sincronizat descris în lucrare conține un generator de impulsuri cu frecvența de bază 3 MHz. Diversele blocuri ale dispozitivului sînt coman-

date fie direct, fie prin circuite de divizare a frecvenței de la acest generator, asigurîndu-se astfel o compatibilitate între etaje (exemplu : $A_1 = A$ / /16, $A_2 = A$ /512 etc.)

Concluzii

Utilizarea filtrelor numerice sincronizate asigură măsurarea cu o înaltă precizie a momentului de încovoiere (a deflexiei axului). Astfel de măsurători de precizie se impun atunci cînd reflectarea intensității procesului de așchiere (a încărcării mașinii) trebuie să fie făcută în mod continuu și la valori exacte ; o astfel de situație caracterizează interfața traductori de măsură montați pe mașină — echipamente de automatizare complexă (exemplu echipamentele de comandă adaptivă a regimurilor de așchiere, în variantele *ACC* și *ACO*)) [4].

În sfîrșit se consideră că complexitatea filtrului, și deci și prețul său de cost scade substanțial prin renunțarea la convertorul numeric analogic final, căci o structură discretă de conducere automată a mașinii unelte poate prelua fără nici o adaptare semnalele numerice filtrate, compatibile *TTL*.

BIBLIOGRAFIE

1. *Nakazawa, K.*, Int. J. Mach. Tool. Des. Res., Vol. 14, Pergamon Press, 1974, pg. 96—
2. *Morris, R.L. Miller, J.R.* — Proiectarea cu circuite integrate TTL, București, Editura tehnică, 1974.
3. * * * — Signetics the IC Professionals, Memory and Interface Handbook, 1972.
4. *Sprinceană, N. Borangiu, Th. Dobrescu, R. Frankenfeld, C. Ionescu, F.* — Noise Measurement in Apreciation of Cutting Processes, VII-IMEKO Congress, Londra, 10—14 mai 1976.

Synchronized filter for noise elimination in inductive measurements of axes deflexion at machine tools.

The paper presents a numerical signal filtering method which applies to inductive transducers measuring axes deflexion (deflexion torque transducers) at vertical milling machines.

The control structure taken into account records off-line the noise, stores it, and supplies, during the cutting process the necessary data, in order to reject the noise, to the correction equipment. It becomes therefore possible to utilize the device in large machine tool control systems (e.g. adaptive-control).

BULETINUL INSTITUTULUI POLITEHNIC „GHEORGHE GHEORGHIU-DEJ“
BUCUREȘTI
SERIA ELECTROTEHNICĂ
Tomul XLI — 1979, Numărul 1

CALCULATOARE

C.Z.: 681.3.04/.06

SISTEME DE PROGRAMARE EXTENSIBILE — UN SISTEM BAZAT PE MACROPRELUCRARE

CRISTIAN GIUMALE*

Sînt prezentate particularitățile și structura unui sistem extensibil, conceput ca un macroprocesor pur. Sistemul a fost implementat pe FELIX C-256 și a fost utilizat ca suport de implementare pentru o serie de programe de bază și de aplicație suficient de complexe.

Introducere

În esență, așa cum s-a arătat în (1), un sistem extensibil permite implementarea unor ierarhii de mașini virtuale, proprii unor domenii de aplicație date. Procesul de implementare a unei mașini M_i, pe baza unei mașini existente M_{i-1}, va fi denumit expansiune și constă în :

a) definirea de noi tipuri de date și introducerea unor instrucțiuni de prelucrare specifice acestora ;
b) definirea de noi instrucțiuni de control reprezentative algoritmilor de transformare corespunzători domeniului de aplicație pentru care se crează mașina M_i.

Procedeul de expansiune pornește de la un nucleu al sistemului extensibil, numit mașină de bază (MB), care trebuie să conțină mecanisme pentru specificarea atît a structurii și proprietăților noilor tipuri de date, cît și a sintaxei și semanticii noilor instrucțiuni. În plus, MB trebuie să permită ca un nou element e să poată fi folosit imediat la definirea unui alt element e'. Într-o variantă posibilă, MB poate fi implementată sub forma unui macroprocesor. În cele ce urmează, sînt prezentate particularitățile și filozofia de implementare a unui asemenea macroprocesor, numit SPGF (2), care, sub aspectul tehnicii de activare a macrodefinițiilor și de transfer al parametrilor acestora, este asemănător sistemului SPG (3).

Manuscris predat redacției la data de 15 septembrie 1978
* Șef lucrări dr. ing. Catedra de Calculatoare

1. Structura generală a macroprocesorului

Similar macroprocesoarelor convenționale, SPGF este compus dintr-un nucleu și un set limitat de macrodefiniții primare care fixează instrucțiunile primitive oferite programatorului (figura 1).

În afară de procedurile auxiliare, în principal destinate administrării intrărilor/ieșirilor, NUCLEUL conține modulele esențiale numite CORE, SCANNER și MASTER, care stau la baza funcționării macroprocesorului, descrisă în Algoritmul 1. Modulul CORE obține linii sursă din mediul de intrare și le prezintă procedurii MASTER care selectează, cu ajutorul SCANNER-ului, macrodefiniția ce trebuie apelată. Toate liniile sursă sînt tratate ca posibile apeluri de macrodefiniții.

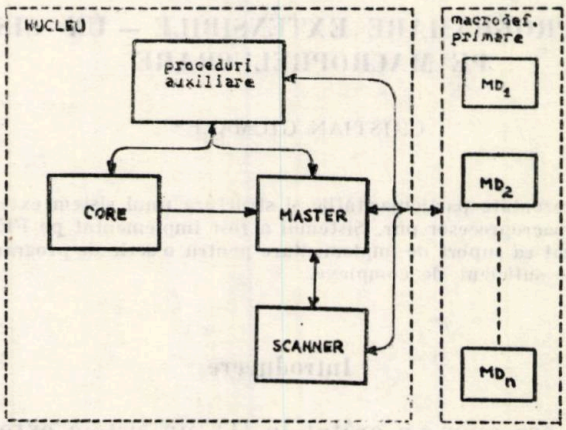


Figura 1 Structura mașinii de bază SPGF

```
* * modulul CORE este :
        ciclează * citește o linie sursă ( ;LS, EOF) — ■
                dacă non EOF atunci execută MASTER (LS ;)— ■
                ■
        până cînd EOF ■
sfîrșit
* * procedura MASTER (LS ;) este :
        * fie P adresa vîrfului stivei macrodefinițiilor, și B adresa bazei
          acestei stive ( ;P, B) ■
    ciclează      * fie S șablonul de sintaxă asociat macrodefiniției
          indicate de P, și C adresa corpului acesteia (P ; S, C) ■
          execută SCANNER (S ; SUCCESS) ■
          * avans P(P ;P) ■
    până cînd P = B sau SUCCESS = 1 ■
    dacă SUCCESS = 1 atunci * execută corpul macrodefiniției
                              indicat de adresa C(C ;) ■
                         altfel * emite mesaj de eroare ■
    ■
sfîrșit
```

Algoritmul 1 Logica generală a modulelor CORE și MASTER, descriere în PSEUDOCOD

Structura prezentată este caracteristică majorității macroprocesoarelor convenționale (vezi GPM, TRAC, STAGE2, etc.), cu excepția unui element conceptual foarte simplu, dar care conferă putere considerabilă macroprocesorului : procedurile MASTER și SCANNER sînt apelabile din interiorul oricărei structuri executabile sau interpretabile, adăugate la un moment dat mașinii de bază. În contextul recursivității apelurilor, această facilitate creează posibilitatea prelucrării comode a elementelor cu structură complexă. Deoarece MASTER-ul reprezintă inima macroprocesorului, rezultă că acesta se poate autoapela recursiv. Această recursivitate la nivel de sistem și-a dovedit pe deplin utilitatea în sisteme ca, de exemplu, LISP (funcția EVAL). Folosirea recursivității la nivel de sistem, în contextul unui macroprocesor, trebuie susținută printr-un mecanism de explorare comandată a liniilor sursă, în scopul determinării contextului prelucrării efectuate. De aceea, posibilitatea de apel explicit a procedurii SCANNER este esențială.

În afară de particularitățile expuse, caracteristicile SPGF sînt fixate prin natura macrodefinițiilor primare dintre care cele mai importante servesc la :

a) definirea șabloanelor de sintaxă asociate noilor macrodefiniții,
b) introducerea de noi macrodefiniții,
c) calcule și declarații de variabile.

2. Definirea șabloanelor de sintaxă

Șabloanele de sintaxă SPGF sînt formule metalingvistice de forma $A_1 \$ A_2 \$ \ldots \$ A_n$, unde A_i reprezintă o alternativă $E_{i1}E_{i2} \ldots E_{in}$. Un element E_{ik} al unei alternative A_i poate fi :

— un nonterminal (identificatorul unui șablon de sintaxă sau al unei rutine de tip special, numită COSYNE, care, printre altele, poate fi destinată efectuării analizei lexicale) ;
— un terminal (simbol alfanumeric) ;
— o subexpresie de forma $(A^1_{ik}\$ A^2_{ik}\$ \ldots \$ A^p_{ik})$, unde A^j_{ik} este o alternativă ce poate fi compusă la rîndul sau din elemente de forma E_{ik}.

Un șablon de sintaxă descris în modul arătat, de exemplu :

SYNE ⟨SALT⟩ — GO TO ⟨ETICHETA⟩ ([⟨EXPRESIE⟩] $ ⟨NULL⟩) ;,

poate fi asociat unei proceduri care va fi apelată atunci cînd structura liniei sursă curente corespunde șablonului. O astfel de asociere crează o nouă macrodefiniție.

3. Introducerea noilor macrodefiniții

O macrodefiniție este introdusă sub forma unui bloc de forma :

MACRO ⟨șablon sintaxă⟩
⟨corp⟩
END.

unde ⟨corp⟩ reprezintă o secvență de apeluri de macrodefiniții, ce descrie transformarea executată asupra parametrilor macrodefiniției și, implicit, textul generat, denumit, text de înlocuire', deoarece linia sursă ce declanșază execuția corpului este literalmente substituită prin acest text. În SPGF, textul de înlocuire poate fi orice, inclusiv cod imediat executabil pe mașina pe care este implementat macroprocesorul (în cazul de față FELIX C-256). Această caracteristică face posibilă expansiunea totală și continuă a macroprocesului prin utilizarea imediată a unei noi instrucțiuni la programarea alteia.

Particular SPGF-ului este modul în care se face transferul parametrilor unei macrodefiniții. Macroprocesoarele convenționale ne-au obișnuit cu parametri de tip ‚șir de caractere'. În cadrul șablonului asociat unei astfel de macrodefiniții, subșirurile ce reprezintă parametri sînt specificate, de cele mai multe ori, cu ajutorul unor indicatori de parametru, utilizați în corpul macrodefiniției pentru a desemna transformările de rigoare. În SPGF, parametrii unei macrodefiniții corespund elementelor unei structuri de date, numită ‚înregistrare de analiză semantică' (SAR), produse de către SCANNER în momentul explorării unei linii sursă în raport cu șablonul de sintaxă asociat macrodefiniției. Structura SAR este specificabilă de către utilizator prin intermediul unor rutine COSYNE predefinite. Ca exemplu, să considerăm o macrodefiniție cu următorul șablon de sintaxă :

SYNE ⟨EXPRESIE⟩— ⟨EXPR⟩ ⟨NOVAL⟩

SYNE ⟨EXPR⟩ — ⟨OPD⟩ (⟨OPR⟩ ⟨EXPR⟩ $ ⟨IN(0)⟩)

SYNE ⟨OPD⟩ — ⟨NAME⟩ ⟨VAL(0)⟩ $ ⟨CONST⟩ ⟨VAL(1)⟩

SYNE ⟨OPR⟩ — + ⟨IN(1)⟩ $ — ⟨IN(2)⟩,

unde IN, VAL, NOVAL, NAME și CONST sînt identificatorii unor rutine COSYNE cu următorul efect :

IN (p) inserează valoarea lui p în SAR ;

VAL(p) structurează SAR prin creare de paliere precedate de valoarea lui p ;

NOVAL este similar lui VAL cu observația că p este șirul vid ;

NAME recunoaște și plantează în SAR echivalentul unui identificator ;

CONST recunoaște și plantează în SAR echivalentul unei constante întregi fără semn.

Înregistrarea de analiză produsă în urma explorării liniei sursă $A + B - 1$ în raport cu șablonul EXPRESIE este ilustrată în figura 2, unde cu (+) s-au marcat indicatorii de adresă. De notat că, în afară de rutinele predefinite, pot fi utilizate rutine COSYNE specificate în mod explicit, prin program.

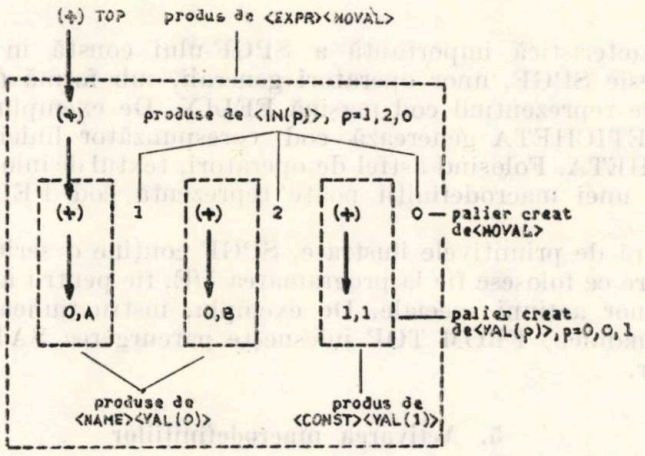


Figura 2 Înregistrarea de analiză corespunzătoare liniei sursă : A + B − 1

4. Primitive de calcul, declarații primitive

Instrucțiunea de calcul de bază este ‚expresia SPGF' care poate exprima atribuiri și operații aritmetice și logice, asupra valorilor unor variabile, dinamice sau statice, locale sau globale macrodefinițiilor. Variabilele sînt create prin intermediul a două declarații primitive : ASSIGN ⟨listă variabile dinamice⟩, și ⟨declarația de etichetă⟩. Variabilele dinamice există numai în timpul execuției corpului macrodefiniției în care sînt declarate, fiind similare parametrilor de tip ‚value' ai unei proceduri ALGOL. Variabilele statice au spațiu alocat în permanență în secțiunea de cod unde sînt declarate. Pentru a exemplifica cele discutate, să considerăm introducerea unei instrucțiuni de rezervare a unui număr de locații de memorie în programul utilizatorului.

```
MACRO REZERVA ⟨CONST⟩ (OCTETI ⟨IN(0)⟩ $ CUVINTE ⟨IN(1)⟩).
      ASSIGN ⟨CONST⟩ ⟨TIP⟩
      SET ⟨CONST⟩ ⟨TIP⟩ FROM TOP
      IF ⟨TIP⟩ = 0, GO TO OCTET
      # 4* ⟨CONST⟩ + .SI = ⟩. SI
      RETURN
OCTET : # ⟨CONST⟩ + .SI = ⟩.SI
      RETURN
END
```

În exemplul dat, .SI este indicatorul de adresă a vîrfului stivei pe care se depune textul de înlocuire generat de macrodefiniție, iar TOP simbolizează indicatorul de adresă a zonei ce conține înregistrarea de analiză (vezi figura 2).

O caracteristică importantă a SPGF-ului constă în acceptarea, într-o expresie SPGF, unor operatori generali, sub formă de constante hexazecimale reprezentînd cod mașină FELIX. De exemplu, expresia '00380000' ETICHETA generează cod corespunzător liniei ASSIRIS : BRU ETICHETA. Folosind astfel de operatori, textul de înlocuire produs prin apelul unei macrodefiniții poate reprezenta cod FELIX imediat executabil.

În afară de primitivele ilustrate, SPGF conține o serie de instrucțiuni utilitare ce folosesc fie la programarea I/E, fie pentru a facilita programarea unor acțiuni speciale. De exemplu, instrucțiunea SET ⟨listă variabile dinamice⟩ FROM TOP înlesnește parcurgerea SAR și izolarea parametrilor.

5. Activarea macrodefinițiilor

Ca și în alte macroprocesoare, în SPGF o macrodefiniție poate fi activată în două moduri : imediat sau întîrziat. În cazul activării imediate, corpul macrodefiniției este executat imediat ce linia a fost validată sintactic în raport cu șablonul asociat definiției. În cazul activării întîrziate, execuția corpului are loc abia în momentul în care se execută secvența de instrucțiuni ce conține activarea întîrziată. Să considerăm următorul exemplu :

```
MACRO  REZERVA ⟨CONST⟩ CUVINTE DUBLE.
       ASSIGN ⟨CONST⟩
       SET ⟨CONST⟩ FROM TOP
       * REZERVA ⟨CONST⟩ CUVINTE.
       * REZERVA ⟨CONST⟩ CUVINTE.
       RETURN
END
```

Liniile precedate prin * reprezintă activări întîrziate (sau instrucțiuni cu efect întîrziat). Aceste linii vor fi explorate sintactic la fel ca și o instrucțiune imediată, cu excepția faptului că procedura SCANNER depistează și marchează parametrii întîrziați. Un parametru întîrziat este reprezentat de un nonterminal (ex : CONST) ce coincide ca nume cu o variabilă dinamică declarată în contextul în care apare apelul întîrziat. Înregistrarea de analiză generată prin explorarea unei linii întîrziate este incompletă, fiind actualizată abia în momentul activării, prin înlocuirea mărcilor de parametri întîrziați cu valorile corespunzătoare variabilelor dinamice referitoare. O astfel de valoare poate reprezenta adresa unei structuri de date de aceeași formă cu cea generată prin expandarea nonterminalului pe post de parametru în cazul unui apel direct. Pentru exemplificare se consideră macrodefiniția :

```
MACRO  GO TO ⟨EXPRESIE⟩.
       ASSIGN ⟨EXPRESIE⟩
       SET ⟨EXPRESIE⟩ FROM TOP
```

```
        * ⟨EXPRESIE⟩
        * # '00380000' (.RO)
        RETURN
END
```

Exemplul presupune existența unei mcarodefiniții care plantează cod pentru evaluarea unei linii de forma EXPRESIE, rezultatul fiind depus în registrul RO al mașinii FELIX. Se observă că plantarea codului de evaluare a destinației saltului are loc abia în momentul activării directe a macrodefiniției GOTO.

6. Recursivitate la nivel de sistem

Pentru a exemplifica utilitatea acestei facilități, să considerăm introducerea unei instrucțiuni de forma :

```
CIT TIMP ⟨predicat⟩ REPETA
         ⟨secvență de instrucțiuni⟩
SFIRSIT CICLU,
```

unde ⟨secvență de instrucțiuni⟩ poate conține orice instrucțiune existentă în sistem la un moment dat, deci inclusiv o instrucțiune de ciclare. Pentru simplitate,vom presupune că⟨predicat⟩are forma⟨EXPRESIE⟩ = 0 și vom admite existența unei macrodefiniții care generează cod pentru o ⟨EXPRESIE⟩. De asemenea, vom considera că în sistem există instrucțiuni de salt și că înregistrarea de analiză corespunzătoare unei etichete cu șablonul ⟨VAR⟩ : are structura (+) → (echivalent nume), unde echivalentul unui nume este alcătuit din două cuvinte FELIX ce conțin identificatorul etichetei (8 caractere).

```
SYNE    ⟨END CICLU⟩ — SFIRSIT CICLU
MACRO   CIT TIMP ⟨EXPRESIE⟩ = 0 REPETA
        ASSIGN ⟨EXPRESIE⟩ ⟨VAR/2⟩ ⟨E/4⟩
        SET ⟨EXPRESIE⟩ FROM TOP
        # NUME =⟩ ⟨E/0⟩ = ⟩ ⟨E/2⟩
        # $ ⟨E/0⟩ = ⟩ ⟨VAR/0⟩
        # $ ⟨E/2⟩ = ⟩ ⟨VAR/1⟩
        # NR + 1 =⟩ ⟨E/1⟩ + 1 =⟩ ⟨E/3⟩ =⟩NR
* ⟨VAR/1⟩ : * IF ⟨EXPRESIE⟩/ = 0, GO TO ⟨VAR/0⟩
        CALL $CORP CICLU
        * GO TO ⟨VAR/1⟩
* ⟨VAR/⟩0 :
        RETURN
NUME :  TEXT-$ETI
NR :    DATA 0
END
```

Pentru a planta saltul de ieşire din ciclu, se fabrică o etichetă de forma $ETI (nr), unde (nr) este un număr de generare care asigură unicitatea etichetei. La fiecare apel al macrodefiniţiei, (nr) este incrementat cu 2. În plus, se poate urmări funcţia variabilelor dinamice. La apariţia unei instrucţiuni CIT TIMP în interiorul corpului ciclului, deci în cazul apelului recursiv al macrodefiniţiei, se crează copii diferite ale variabilelor dinamice corespunzătoare fiecărui apel. Importantă în funcţionarea macrodefiniţiei este şi facilitatea de a lucra cu valori de tip adresă. Astfel, instrucţiunea # $ ⟨E/0⟩=⟩⟨VAR/0⟩ încarcă în ⟨VAR/0⟩ adresa variabilei dinamice ⟨E/0⟩, a cărei valoare este şirul de caractere $ETI. Pêntru specificarea completă a macrodefiniţiei rămîne de precizat efectul procedurii CORPCICLU, care generează cod corespunzător instrucţiunilor din corpul ciclului.

```
ROUTINE CORP CICLU
        READ LINE
        SCAN FOR $END CICLU
        IF SUCCESS = 1, GO TO EXIT
        CALL $MASTER
        GO TO CORP CICLU
EXIT :  RETURN
END
```

În CORPCICLU se stă atît timp cît linia curent prelucrată este diferită de SFIRSIT CICLU. Pentru generarea codului corespunzător liniei citite este apelată procedura MASTER. De remarcat că prin MASTER se poate reintra în macrodefiniţia CIT TIMP.

7. Prelucrare în funcţie de context

Uneori, aceeaşi instrucţiune poate avea comportări diferite în funcţie de contextul în care apare. Contextul poate varia dinamic sau poate rămîne fixat. În primul caz, efectul macrodefiniţiei, respectiv textul de înlocuire, trebuie coontrolat prin programarea adecvată acorpului macrodefiniţiei. În cel de al doilea caz, este mult mai util să se introducă mai multe macrodefiniţii cu şabloane identice, dar care să funcţioneze în contexte diferite. În acest scop, în SPGF există posibilitatea unei supraidentificări a macrodefiniţiilor, prin numerotarea acestora. De exemplu, putem scrie :

```
10) MACRO CIT TIMP ⟨EXPRESIE⟩ = 0 REPETA
      .
      .
      .
    END
```

Prin intermediul identificatorului numeric, o definiţie poate fi armată sau dezarmată în mod comandat folosind comenzile primitive TRIGGER ON ⟨număr macro⟩, respectiv TRIGGER OFF ⟨număr macro⟩

În acest mod, definiţiile existente la un moment dat în sistem pot fi grupate în clase a căror stare este comandabilă în funcţie de contextul prelucrării. O macrodefiniţie dezarmată este în mod virtual înlăturată din sistem.

8. Versiuni

În SPGF, partea nou creată prin extinderea MB se numeşte versiune, şi poate fi memorată pe un suport de informaţie extern. În timpul execuţiei, în memoria calculatorului se găseşte maşina de bază SPGF şi versiunea indicată de către utilizator. Versiunile pot fi încărcate în memorie sau trecute într-o zonă de lucru pe un suport extern, în timpul funcţionării sistemului, avînd o comportare similară segmentelor de program. Pentru a înlesni utilizarea sistemului, pe maşina de bază s-a creat o versiune de la care porneşte de fapt orice expansiune. Această versiune conţine elementele necesare unei programări comode, lucru imposibil în maşina de bază, dată fiind simplitatea acesteia.

Concluzii

Sistemul descris a fost deja utilizat pentru generarea translatoarelor unor limbaje de programare şi pentru crearea unui sistem de implementare a programelor destinate terminalului inteligent TELEROM-P, dovedindu-şi utilitatea prin efortul de implementare relativ redus implicat de aceste aplicaţii.

Sistemul este implementat pe FELIX C-256. Maşina de bază ocupă 4.5 K cuvinte dintre care 2·5 sînt rezervate stivelor interne MB. SPGF poate rula într-o configuraţie cu min. 96 K octeţi. Timpul de implementare este estimat la cca. 4 luni/om.

Experienţa cu SPGF a reprezentat, într-o oarecare măsură, considerarea unei filozofii de programare oarecum diferită faţă de cea convenţională. Programarea într-un sistem extensibil impune analiza aplicaţiei nu numai prin prisma algoritmului de transformare utilizat, dar şi de pe poziţia particularităţilor datelor prelucrate şi a modului de prelucrare. Pe baza acestei analize este dirijată expansiunea sistemului pentru a crea o maşină reprezentativă aplicaţiei. Urmînd această direcţie, diferenţele dintre sistemul de operare, şi programele translatoare şi cele de aplicaţie, se estompează, sistemul de calcul devenind mai omogen şi, implicit, mai flexibil.

Existenţa unei faze de implementare a uneltelor implementării propriu-zise poate ridica probleme utilizatorului convenţional, mai ales dacă mecanismul de expansiune impune cunoştinţe avansate de programare. Acestea este, din nefericire, stadiul actual al sistemelor extensibile, rezervate unui cerc restrîns de iniţiaţi, în multe cazuri chiar implementatorilor. Depăşirea acestui impas va avea consecinţe importante în sfera programării.

BIBLIOGRAFIE

1. *Giumale, C.A.*, Buletinul IPB Seria Electrotehnică n 4/178. p.
2. *Giumale, C.A.*, SPGF-Sistem pentru generarea programelor de sistem pe FELIX C-256, IPB 1977,
3. *Morris, D. et. al.*, The Computer Journal, Vol. 13, No. 3, Aug. 1970. pp, 248

Extensible Programming Systems — An Maeroprocessor Approach

The general structure and the pelicular facilities of a macroprocessor based extensible system are presented. The system was implemented on a FELIX family computer and used as an implementation support for several nontrivial applications.

BULETINUL INSTITUTULUI POLITEHNIC „GHEORGHE GHEORGHIU-DEJ"
BUCUREȘTI
SERIA ELECTROTEHNICĂ
Tomul XLI — 1979, Numărul 1

C.Z.: 681.327

TESTAREA MEMORIEI RAM A SISTEMULUI DE CALCUL MICROPROCESOR FELIX M 18

L. PĂUNESCU, Cr. ZERVOS

Articolul descrie un program de test conceput în vederea testării memoriei RAM a sistemului de calcul microprocesor FELIX M 18. Sînt prezentate obiectivele testării unei memorii RAM semiconductoare, organizarea memoriei RAM a sistemului de calcul FELIX M 18 precum și testele individuale din componența programului de test.

Introducere

Testarea memoriei, ca parte componentă a unui sistem de calcul, se efectuează în mod uzual prin intermediul unor programe de test. Programele de test prezintă avantajul că permit testarea subsistemului de memorie în mediul său natural de funcționare, care este dificil de simulat în testoarele specializate. Pe de altă parte, testarea memoriei pe bază de programe de test implică dificultatea adițională că programele de test trebuie să fie memorate în memoria pe care o testează.

1. Obiectivele testării memoriei

În cele ce urmează presupunem că subsistemul de memorie este construit utilizînd elemente semiconductoare integrate.

Programele de test asociate cu testarea subsistemului de memorie urmăresc în principal detectarea a două categorii generale de defecte :

a)defecte de adresabilitate, ca de exemplu (/1/) :

— imposibilitatea de a adresa anumite pastile de memorie
— accesul la un set de pastile afectează și alte seturi de pastile de pe aceeași placă sau de pe alte plăci de memorie
— tratarea incorectă a accesului la adrese inexistente de memorie

Manuscris predat redacției la data de 14 septembrie 1978

* Ing. la I.I.R.U.C. ; Șef lucrări dr. ing. Catedra de Calculatoare

b) defecte în cadrul pastilelor individuale de memorie, ca de exemplu (/2/) :

— defecte de adresare — rezultă din funcţionarea incorectă a decodificatorului de adrese din cadrul pastilei

— selecţie multiplă — datele sînt citite sau înscrise şi în alţi biţi decît cel adresat

— lungirea timpului de acces

— funcţionarea incorectă a amplificatoarelor de citire/scriere — constă din tendinţa amplificatoarelor de citire/scriere de a favoriza o valoare de bit după citirea/scrierea unui şir lung de biţi identici. Această categorie de defecte implică, de exemplu, că un bit 0 care urmează unui şir lung de biţi 1 este citit/scris ca un bit 1.

Defectele de adresabilitate şi defectele în cadrul pastilelor individuale de memorie nu pot fi considerate, de fapt, în mod independent deoarece anumite defecte în cadrul pastilelor de memorie pot influenţa testele de adresabilitate şi invers.

Structura testelor de adresabilitate este în general dependentă de mecanismul de adresare specific utilizat în cadrul memoriei de testat.

În scopul detectării tipurilor de defecte în cadrul pastilelor individuale de memorie enumerate au fost concepuţi mai mulţi algoritmi universali de testare. Algoritmii cei mai cunoscuţi sînt algoritmii MARCH, WAKPAT, GALPAT, PING-PONG sau COMUT (/2/, /3/, /4/). Fiecare dintre algoritmii menţionaţi se aplică la testarea unui singur modul de memorie la un moment dat, dimensiunea unui modul de memorie fiind stabilită conform următoarei formule (/1/) :

$$\text{nr. de bytes/modul} = \text{nr. de biţi/pastilă} \times \text{nr. de bytes/acces.}$$

Tabelul 1.1

Algoritm de testare	număr de cicli
MARCH	$8n$
WAKPAT	$2n(n+2)$
GALPAT	$4n^2$
PING-PONG	$2n \log_2 n$
COMUT	$4n$

Pentru a testa întregul subsistem de memorie, algoritmii de testare se aplică succesiv pentru fiecare modul component. Tabelul 1.1 prezintă numărul de cicli de memorie necesitat de fiecare dintre algoritmii menţionaţi mai sus (n = nr. de locaţii de memorie conţinute într-un modul). Tabelul 1.2 (preluat parţial din /2/) analizează comparativ algoritmii de testare în raport cu categoriile de defecte considerate.

Tabelul 1.2

Algoritm \ Defect	Adresare	Selecţie multiplă	Timp de acces	Funcţionarea amplificatoarelor de citire scriere
MARCH	bun	slab	slab	slab
WAKPAT	bun	slab	slab	excelent
GALPAT	excelent	excelent	excelent	slab
PING-PONG	bun	slab	slab	slab
COMUT	excelent	slab	slab	slab

2. Organizarea memoriei RAM a sistemului de calcul microprocesor FELIX M 18

Sistemul de calcul FELIX M 18 dispune de o memorie RAM semiconductoare, construită utilizînd pastile de memorie INTEL 2102 A. Pastila INTEL 2102 A este o memorie statică RAM cu capacitatea de

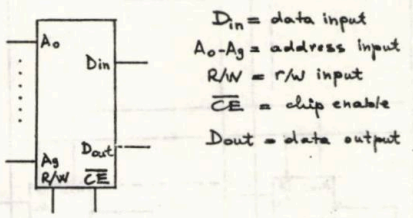


Figura 2.1. Pastila de memorie INTEL 2102A

CE	R/W	Din	Dout	Mode
H	X	X	HIGH Z	not selected
L	L	L	L	write "0"
L	L	H	H	write "1"
L	H	X	Dout	read

1 kbit. Fig. 2.1 și 2.2 prezintă denumirile pinilor și respectiv schema logică echivalentă a acestei pastile.

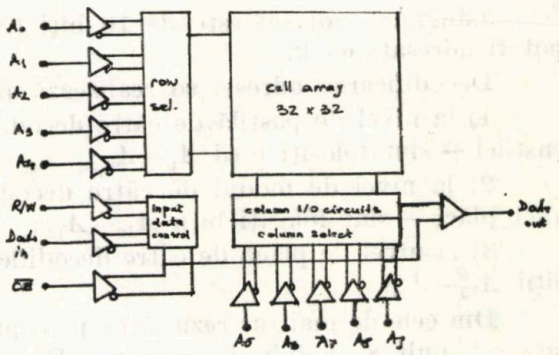


Figura 2.2 Schema logică echivalentă a pastilei de memorie INTEL 2102A

O descriere detaliată a memoriei RAM a sistemului FELIX M 18 poate fi găsită în referința /5/. Fig. 2.3 prezintă în mod schematic organizarea unei plăci de memorie.

Lungimea cuvîntului de memorie este de 1 byte, cei 8 biți fiind plasați în 8 pastile de memorie dispuse în paralel. Dimensiunea unui modul de memorie (în vederea testării), conform formulei din secțiunea 1, este de 1 kbyte.

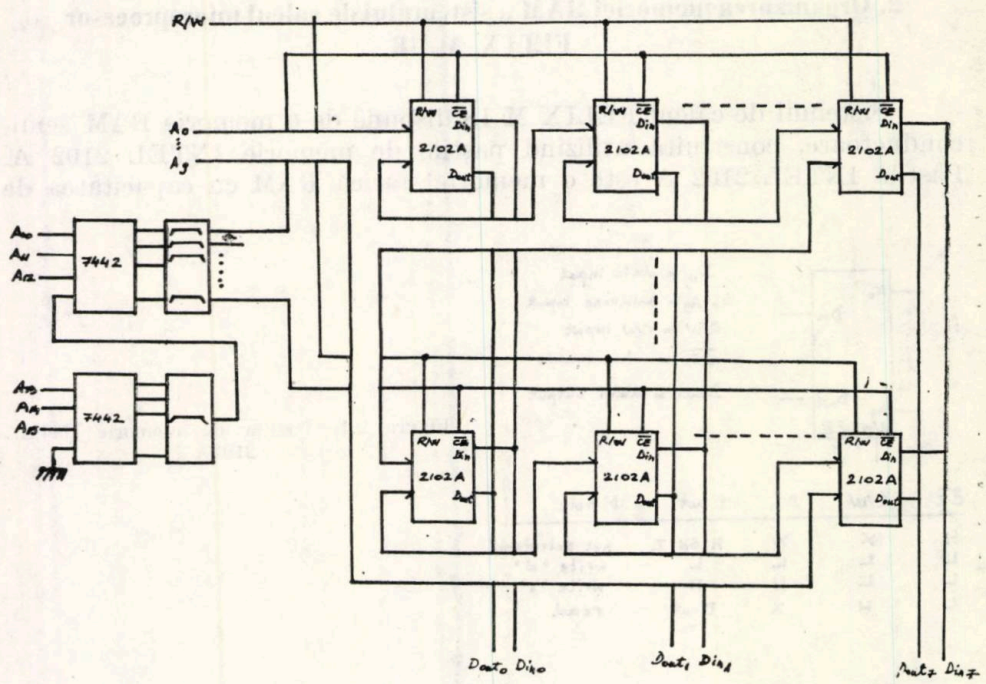


Figura 2.3 Organizarea unei plăci de memorie a sistemului de calcul FELIX M 18

Lungimea adresei este de 16 biți ($A_0 - A_{15}$), de unde rezultă că pot fi adresați 64 k.

Decodificarea adresei se realizează pe trei nivele :

1) la nivel de pastilă de către decodificatorul de adrese din cadrul pastilei — sînt folosiți biții $A_0 - A_9$;

2) la nivel de modul de către decodificatorul de modul în cadrul unei plăci — sînt folosiți biții $A_{10} - A_{12}$;

3) la nivel de placă de către decodificatorul de placă — sînt folosiți biții $A_{13} - A_{15}$.

Din cele de mai sus rezultă că pe o placă de memorie pot fi amplasate cel mult 8 module de memorie. Fiecare placă de memorie conține, pe lîngă decodificatorul de modul și decodificatorul de placă. Conexiunea între decodificatorul de placă și cel de modul se realizează prin intermediul unui jumper, poziția acestuia indicînd numărul de ordine al plăcii în cadrul subsistemului de memorie. Conexiunile între decodificatorul de modul și liniile de activare a modulelor sînt realizate de asemenea folosind jumperi. În acest fel se poate dispune un număr variabil de module pe o placă (între 1 și 8) și se pot intercala module de memorie RAM cu zone de memorie ROM (PROM, REPROM) sau cu zone neocupate de memorie.

3. Program de test pentru memoria RAM a sistemului de calcul microprocesor FELIX M 18

3.1. *Organizarea programului de test*

Pentru testarea memoriei RAM a sistemului de calcul FELIX M 18 a fost conceput un program de test care înglobează mai multe teste individuale, a căror succesiune este indicată în fig. 3.1.

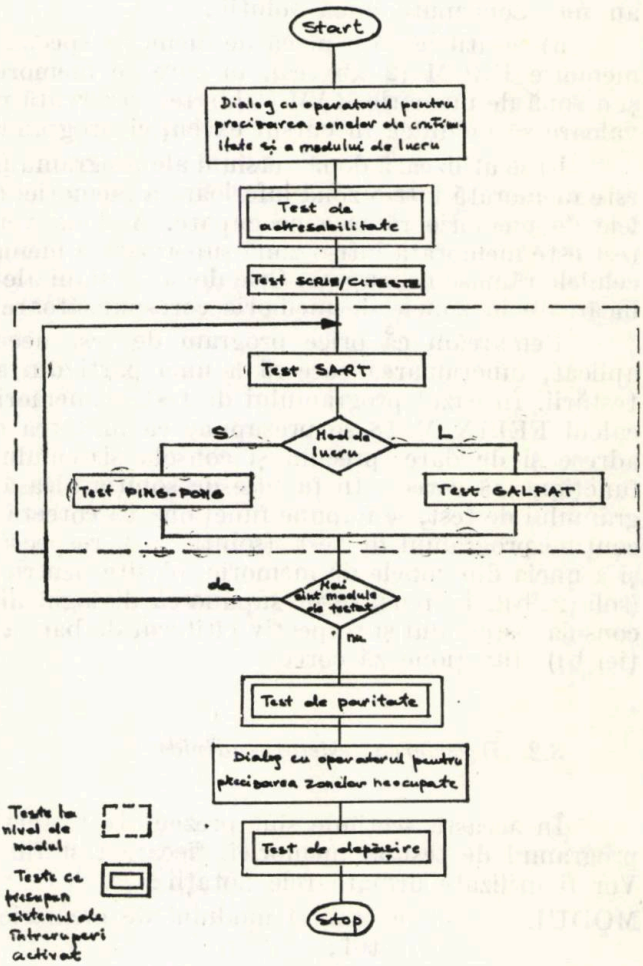


Figura 3.1 Organigrama de principiu a programului de test

La proiectarea programului de test s-a ţinut cont de faptul că memoria sistemului poate conţine zone de memorie RAM intercalate cu zone de memorie ROM (PROM, REPROM) sau cu zone neocupate. Din acest motiv, programul de test solicită utilizatorului specificarea zonelor de

adresare ocupate de memoria RAM, prin intermediul unui dialog la consola sistemului. De asemenea, programul de test permite utilizatorului să selecteze, prin intermediul unui dialog la consola sistemului, un mod de lucru. Astfel, modul de lucru „scurt" (S) implică rularea testului PING-PONG, pe cînd modul de lucru „lung" (L) implică rularea testului GALPAT. În acest fel se permite utilizatorului să aplice un test rapid, dar mai superficial, PING-PONG, sau un test lent dar mai dur, GALPAT. Pentru a putea verifica tratarea accesului la adrese inexistente de memorie, programul de test solicită utilizatorului și precizarea zonelor de adresare neocupate, tot prin intermediul unui dialog la consola sistemului.

În ceea ce privește amplasarea programului de test pentru memorie, au fost concepute două soluții :

a) se utilizează o placă de memorie specială care conține o zonă de memorie PROM (2 kbytes), în care se memorează programul de test, și o zonă de memorie RAM (1 kbyte), rezervată pentru variabilele a căror valoare se modifică în cursul execuției programului de test ;

b) se utilizează două versiuni ale programului de test. Prima versiune este memorată într-o zonă inferioară a memoriei de testat și testează celulele de memorie rămase neocupate. A doua versiune a programului de test este memorată într-o zonă superioară a memoriei de testat și testează celulele rămase neocupate. Cele două versiuni ale programului de test sînt încărcate în zonele de memorie corespunzătoare de pe bandă perforată.

Remarcăm că orice program de test necesită, pentru a putea fi aplicat, funcționarea corectă a unei părți din sistemul de calcul supus testării. În cazul programului de test al memoriei RAM a sistemului de calcul FELIX M 18 se presupune că unitatea centrală, magistralele de adrese și de date, precum și consola sistemului (terminal alfanumeric) funcționează corect. În funcție de soluția aleasă pentru amplasarea programului de test, se impune funcționarea corectă a plăcii de memorie care conține programul de test (soluția a)), respectiv a cititorului de bandă și a uneia din zonele de memorie folosite pentru amplasarea programului (soluția b)). În plus, se presupune că dialogul dintre unitatea centrală și consola sistemului și respectiv cititorul de bandă perforată (în cazul soluției b)) funcționează corect.

3.2. Descrierea testelor individuale

În această secțiune sînt prezentate testele individuale înglobate în programul de test al memoriei, fiecare test fiind descris în pseudo-cod. Vor fi utilizate următoarele notații :

MODUL — reprezintă modulul de memorie asupra căruia se aplică testul ;

N — reprezintă numărul de celule de memorie cuprinse într-un modul ; după cum s-a arătat anterior, pentru sistemul FELIX M 18, $N = 1024$;

CINIT — reprezintă configurația inițială a informației înscrise în celulele de memorie testate ;

MEM — reprezintă zona de memorie testată ; prin zonă de memorie se înțelege un set maximal de module RAM care formează un spațiu continuu de adresare ;

M — reprezintă numărul de celule de memorie cuprinse într-o zonă de memorie ;

COMPL(X) — procedură de complementare a variabilei *X* ;

ERR — procedură de incrementare a unui contor de erori.

1) Testul de adresabilitate — verifică în principal funcționarea corectă a decodificatoarelor de placă și de modul, urmărind detectarea defectelor menționate în secțiunea 1, mai puțin tratarea incorectă a accesului la adrese inexistente (pentru detectarea acestui tip de defect a fost proiectat un test separat, testul de depășire). Testul de adresabilitate partiționează, din punct de vedere logic, fiecare modul de 1 k în 4 submodule succesive de cîte 256 de octeți. În fiecare asemenea submodul se înscriu cele 256 de combinații binare distincte ce pot fi formate cu 8 biți. Pentru a deosebi modulele de memorie, combinațiile binare sînt memorate într-o succesiune ce identifică în mod unic modulul.

Algoritmul utilizat este următorul :

atribuie CONT ← 0 ;
pentru $I = 0$ *pas* 1 *pînă la* *M* *execută*
    atribuie MEM(*I*) ← CONT ;
    dacă INTA *atunci* ERR & *stop* ;
    atribuie CONT ← CONT + *dacă* $< I + 1$ multiplu de $N >$ *atunci* 2
    ; *altfel* 1 ;

;
atribuie CONT ← 0 ;
pentru $I = 0$ *pas* 1 *pînă la* *M* *execută*
    dacă MEM(*I*) $\neq$ CONT *atunci* ERR ;
    atribuie CONT ← CONT + *dacă* $< I + 1$ multiplu de $N >$ *atunci* 2
    ; *altfel* 1 ;

;

INTA este o variabilă logică care devine.adevărat.atunci cînd se produce o întrerupere, deoarece o celulă RAM nu a putut fi adresată.

2) Testul SCRIE/CITEȘTE reprezintă un test minimal deosebit de rapid, introdus cu scopul de a efectua o pretestare a memoriei înaintea aplicării unor teste mai dure, dar cu o durată de execuție mai lungă, de genul GALPAT de exemplu. Testul urmărește detectarea biților blocați la valori logice 0 sau 1. Astfel, testul înscrie și apoi citește din fiecare cuvînt de memorie, în mod succesiv, configurațiile binare CINIT (55H, de exemplu), COMPL(CINIT) (AAH), CINIT. În acest mod sînt verificate tranzițiile $0 \rightarrow 1$ și $1 \rightarrow 0$ ale fiecărui bit.

Algoritmul utilizat este următorul :
atribuie CTEST ← COMPL(CINIT) ;
pentru $I = 0$ *pas* 1 *pînă la* *M* *execută*
    atribuie MEM(*I*) ← CINIT ;

dacă MEM(I) ≠ CINIT *atunci* ERR;
atribuie MEM(I) ← CTEST;
dacă MEM(I) ≠ CTEST *atunci* ERR;
atribuie MEM(I) ← CINIT;
dacă MEM(I) ≠ CINIT *atunci* ERR;
;

3) Testul SART detectează funcţionarea incorectă a amplificatoarelor de citire/scriere din cadrul pastilelor individuale de memorie (conform secţiunii 1). Testul a fost inclus în programul de test deoarece testele GALPAT şi PING-PONG nu acoperă în mod satisfăcător această categorie de defecte.

Acest test se aplică la nivel de modul şi constă în înscrierea în fiecare cuvînt de memorie al modulului a unei configuraţii iniţiale (55H, de exemplu), cu excepţia ultimului cuvînt, în care se înscrie configuraţia complementară (AAH). Se citeşte apoi succesiv conţinutul cuvintelor care formează modulul. Testul se aplică modulului de 10 ori, urmat de testul complementar, aplicat de acelaşi număr de ori. S-a constatat că acest număr de iteraţii este suficient pentru a verifica saturarea amplificatoarelor de citire/scriere.

Algoritmul pentru testul SART este:

pentru CINIT = CINIT, COMPL(CINIT) *execută*
atribuie CTEST ← COMPL(CINIT);
pentru $J = 1$ *pas* 1 *pînă la* 10 *execută*
pentru $I = 0$ *pas* 1 *pînă la* $N - 1$ *execută*
atribuie MODUL(I) ← CINIT;
;
atribuie MODUL(N) ← CTEST;
pentru $I = 0$ *pas* 1 *pînă la* N *execută*
atribuie AUX ← MODUL(I);
;
dacă AUX ≠ CTEST *atunci* ERR;
;
;

4) Testul GALPAT a fost ales deoarece prezintă calităţi excelente pentru detectarea majorităţii tipurilor de defecte considerate în cadrul pastilelor individuale de memorie (/2/, /3/). Testul se aplică la nivel de modul, algoritmul utilizat fiind următorul (drept CINIT se poate utiliza orice configuraţie binară, 55 H de exemplu):

pentru CINIT = CINIT, COMPL(CINIT) *execută*
atribuie CTEST ← COMPL(CINIT);
pentru $I = 0$ *pas* 1 *pînă la* N *execută*
atribuie MODUL(I) ← CINIT;
;
pentru $I = 0$ *pas* 1 *pînă la* N *execută*
atribuie MODUL(I) ← CTEST;

pentru $J = 0$ *pas* 1 *pînă la* $I - 1$, $I + 1$ *pas* 1 *pînă la* N
execută
dacă MODUL(J) ≠ CINIT *atunci* ERR ;
dacă MODUL(I) ≠ CTEST *atunci* ERR ;
;
atribuie MODUL(I) ← CINIT ;
;
;

5) Testul PING-PONG a fost inclus ca o variantă mai rapidă dar mai superficială a testului GALPAT. Algoritmul utilizat este :

pentru CINIT = CINIT, COMPL(CINIT) *execută*
atribuie CTEST ← COMPL(CINIT) ;
pentru $I = 0$ *pas* 1 *pînă la* N *execută*
atribuie MODUL(I) ← CINIT ;
;
pentru $I = 0$ *pas* 1 *pînă la* N *execută*
atribuie MODUL(I) ← CTEST ;
pentru $J = 0$ *pas* 1 *pînă la* LOG2(N) − 1 *execută*
dacă MODUL(ADRC(J)) ≠ CINIT *atunci* ERR ;
dacă MODUL(I) ≠ CTEST *atunci* ERR ;
;
atribuie MODUL(I) ← CINIT ;
;
;

În algoritmul de mai sus, procedura LOG2(N) calculează partea întreagă a $\log_2 N$, iar procedura ADRC(J) complementează bitul J al variabilei I.

6) Testul de paritate verifică funcţionarea corectă a circuitelor de paritate şi a memoriei auxiliare în care se păstrează biţii de paritate. Se execută de fapt testul SCRIE/CITEŞTE utilizînd în mod succesiv configuraţiile 55H, 54H, 55H. Stabilirea unei parităţi incorecte conduce la apariţia unei întreruperi.

Algoritmul utilizat este următorul :

pentru $I = 0$ *pas* 1 *pînă la* M *execută*
atribuie MEM(I) ← CINIT & AUX ← MEM(I) ;
dacă INTP *atunci* ERR ;
atribuie MEM(I) ← CTESP & AUX ← MEM(I) ;
dacă INTP *atunci* ERR ;
atribuie MEM(I) ← CINIT & AUX ← MEM(I) ;
dacă INTP *atunci* ERR ;
;

INTP este o variabilă logică care devine.adevărat. atunci cînd apare o întrerupere de paritate. CINIT şi CTESP reprezintă configuraţii binare cu parităţi opuse.

7) Testul de depășire a memoriei detectează tratarea incorectă a accesului la adrese inexistente de memorie. Testul încearcă să înscrie în fiecare din cuvintele de memorie neocupate o configurație binară oarecare, verificînd de fiecare dată apariția unei întreruperi de adresă inexistentă.

Algoritmul utilizat este următorul:

pentru $I = M1$ *pas* 1 *pînă la* $M2$ *execută*
    atribuie NMEM(I) ← CINIT;
    dacă ¬INTD *atunci* ERR;
;

$M1$ și $M2$ denotă adresele limită ale zonei de memorie neocupate, reprezentate prin NMEM. INTD este o variabilă logică care devine adevărat. cînd apare o întrerupere de adresă inexistentă.

Algoritmii pentru testele de adresabilitate, SCRIE/CITEȘTE și de paritate au fost prezentați pentru cazul în care subsistemul de memorie de testat conține o singură zonă de memorie. Dacă subsistemul de memorie conține mai multe zone disjuncte de memorie, algoritmii respectivi se aplică succesiv fiecărei zone. În cazul testului de adresabilitate contorlul CONT este inițializat numai la intrarea în prima zonă testată. În mod similar, algoritmii pentru testele SART, GALPAT și PING-PONG se aplică succesiv fiecărui modul RAM. În cazul testului de depășire, algoritmul prezentat se aplică succesiv fiecărei zone disjuncte neocupate.

Concluzii

Programul de test descris în secțiunea anterioară a fost implementat și înglobat în pachetul de programe de test din dotarea sistemului de calcul microprocesor FELIX M 18.

Pentru a facilita diagnosticarea defectelor apărute în cadrul subsistemului de memorie RAM, programul de test contorizează erorile detectate de către fiecare test individual din componența programului de test. Informații privind natura, locația și numărul erorilor detectate sînt afișate la consola sistemului prin intermediul unui set extins de mesaje de eroare. O descriere detaliată a setului de mesaje de eroare precum și a modului de utilizare a programului de test este prezentată în referința /4/.

BIBLIOGRAFIE

1. *Goldblatt R.*, How Computers Can Test Their Own Memories, Computer Design, July, 1976.
2. *Hnatek E.*, 4-kilobit Memories Present a *Challenge* to Testing, Computer Design, May 1975
3. *Chiang A., Stanridge R.*, Pattern Sensitivity on 4 K RAM Devices, Computer Design, Feb. 1975.
4. *Păunescu L., Zervos C.*, Program de test pentru memoria RAM a sistemului de calcul FELIX M 18, Raport tehnic, Catedra Calculatoare, Fac. Automatică, I.P.B., iulie 1978.
5. * * * FELIX M 18 — Manual de funcționare și utilizare — Întreprinderea de Calculatoare Electronice București, în curs de publicare.

RAM Testing for the FELIX M 18 Microprocessor Computing System

The paper describes a diagnostics program for the FELIX M 18 microcomputer system RAM. The objectives of semiconductor RAM testing, the structure of the FELIX M 18 microcomputer system RAM and the individual tests contained in the diagnostics program are presented.

BULETINUL INSTITUTULUI POLITEHNIC „GHEORGHE GHEORGHIU-DEJ" BUCUREȘTI
SERIA ELECTROTEHNICĂ
Tomul XLI — 1979, Numărul 1

C.Z.: 681.3.04/.06

VERIFICAREA CONDIȚIEI LL(1) PENTRU GRAMATICI INDEPENDENTE DE CONTEXT

EUGENIA KALISZ

Lucrarea cuprinde o prezentare a problemelor ridicate de verificarea condiției LL(1) pentru gramatici independente de context ca și algoritmii care stabilesc dacă o gramatică independentă de context dată este sau nu LL(1) și în caz afirmativ generează mulțimile de simboli directori asociate tuturor producțiilor gramaticii.

Introducere

După cum este cunoscut [1, 2, 3], gramaticile LL(1) oferă posibilitatea implementării unor analizoare sintactice eficiente, care operează determinist, dar nu orice gramatică independentă de context este o gramatică LL(1).

Fie G o gramatică independentă de context :

$$G = (V_N,\ V_T,\ P,\ S)$$

unde

V_N — mulțimea simbolilor neterminali, notați $N_1,\ N_2, \ldots, N_n$
V_T — mulțimea simbolilor terminali, notați $T_1,\ T_2, \ldots, T_{nt}$
P — mulțimea producțiilor p_{ij}, $1 \leqslant j \leqslant m_i$, $1 \leqslant i \leqslant n$, cu m_i — numărul producțiilor corespunzătoare neterminalului N_i; producțiile au forma :

$$p_{ij} : N_i \to \alpha_j,\ \alpha_j \in (V_N \cup V_T)^*$$

S — simbolul de start ($S \equiv N_1$)

Gramatica G este LL(1) dacă și numai dacă, pentru orice simbol neterminal N_i, mulțimile simbolilor directori ai producțiilor $p_{ij}, 1 \leqslant j \leqslant m_i$ sînt disjuncte, adică :

$$\bigcup_{j=1}^{m_i} (DS(N_i,\ p_{ij}) \cap (\bigcup_{\substack{k=1 \\ k \neq j}}^{m_i} DS(N_i,\ p_{ij}))) = \emptyset$$

unde

$$DS(N_i,\ p_{ij}) = \{a \mid (a \in \mathrm{PRIM}(\alpha_j),\ \text{dacă}\ \alpha_j \overset{*}{\not\Rightarrow} \lambda)$$

$$\text{sau}\ (a \in \mathrm{URM}(N_i),\ \text{dacă}\ \alpha_j \overset{*}{\Rightarrow} \lambda)\}$$

Manuscris predat redacției la data de 14 iulie 1978

* Asistent ing. Catedra de Calculatoare

Deci, pentru a verifica dacă o gramatică independentă de context este LL(1), este necesară construirea mulţimilor simbolilor directori pentru toate producţiile gramaticii.

În cazul în care dorim să determinăm dacă o gramatică independentă de context dată este LL(1) este util ca, înainte de a trece la construirea mulţimilor simbolilor directori, să se efectueze o serie de verificări şi prelucrări asupra gramaticii :

— să se verifice dacă toţi simbolii neterminali din V_N sînt definiţi şi utili ;

— să se verifice dacă gramatica este recursivă la stînga şi în caz afirmativ să fie eliminată recursivitatea, deoarece este cunoscut faptul că o gramatică recursivă la stînga nu poate fi LL(1).

1. Detectarea recursivităţii la stînga

Fie G o gramatică independentă de context ; în figura 1 este prezentat un algoritm care generează, în urma analizei gramaticii G, un şir W, ale cărui n elemente corespund celor n simboli neterminali din V_N şi pot lua următoarele valori :

$$W_i = \begin{cases} - \text{„vid”, dacă } N_i \text{ poate genera şirul vid} \\ - \text{„nevid”, dacă } N_i \text{ nu poate genera şirul vid} \\ - \text{„nedeterminat”, în cazul în care simbolul neterminal } N_i \text{ face parte dintr-o mulţime de simboli neterminali mutual recursivi la stînga} \end{cases}$$

În cazul în care la terminarea algoritmului şirul W conţine elemente cu valoarea „nedeterminat” înseamnă că gramatica este recursivă la stînga şi deci nu poate fi LL(1). În acest caz va trebui eliminată recursivitatea la stînga şi apoi reluată generarea şirului W.

În cadrul algoritmului din fig. 1 se consideră că producţiile din gramatică pot avea unul din următoarele trei tipuri :

— vid, dacă partea dreaptă a producţiei este şirul vid sau conţine numai simboli neterminali care pot genera şirul vid ;

— terminal, dacă partea dreaptă conţine cel puţin un simbol terminal sau un simbol neterminal care nu poate genera şirul vid ;

— nedeterminat în celelalte cazuri.

Sînt utilizate următoarele notaţii :

— succes — variabilă logică care ia valoarea *adevărat* dacă gramatica nu este recursivă la stînga

— n — numărul de simboli neterminali din V_N

— nr. nedet — numărul de elemente din şirul W care au valoarea „nedeterminat”

— i — indicele simbolului neterminal analizat

— prod — indicele producţiei analizate

— ultimaprod — indicele ultimei producţii corespunzătoare simbolului neterminal analizat

```
** analiză simboli neterminali ( ; succes, W)
                                    este
* inițializează elementele W la valoarea „nedeterminat"
atribuie nr. nedet. ← n
ciclează
    atribuie test ← nr. neted.
                  &i ← 1
    ciclează
        dacă W(i) = „nedeterminat"
            atunci * pregătește analiză producții (i ; prod, ultimaprod)
                    atribuie k ← prod − 1
                    cît timp prod ⩽ ultimaprod și W(i) = „nedeterminat"
                        repetă * determină tip producție (prod ; tip)
                               dacă tip = vid
                                   atunci [atribuie W(i) ← vid
                                           & nr. nedet. ← nr. nedet. − 1
                               dacă tip = terminal
                                   atunci [atribuie k ← k + 1
                               atribuie prod ← prod + 1
                    dacă k = ultimaprod
                        atunci [atribuie W(i) ← „nevid"
                                & nr. neted. ← nr. neted. − 1
        atribuie i ← i + 1
    pînă cînd i > n
pînă cînd nr. neted. = 0 sau nr. neted. = test
dacă nr. neted. = 0
    atunci [atribuie succes ← adevărat
    altfel [atribuie succes ← fals
                                    sfîrșit
```

Fig. 1. Algoritm de detectare a recursivității la stînga

2. Construirea mulțimilor simbolilor directori și verificarea condiției LL(1)

După cum s-a arătat în cele de mai sus, în cazul în care dorim să verificăm dacă o gramatică independentă de context G este LL(1), vor trebui construite mulțimile simbolilor directori pentru toate producțiile gramaticii și va trebui verificată condiția LL(1) pentru toți simbolii neterminali din gramatică.

Înainte de a prezenta algoritmii de construire a mulțimilor simbolilor directori vom defini încă cîteva noțiuni :

— mulțimea directoare pentru un simbol neterminal N este

$$D(N) = \bigcup_{j=1}^{m_i} DS(N, p_{ij}).$$

— funcţia „PRIM imediat" pentru o producţie p_{ij} corespunzătoare simbolului neterminal N se defineşte astfel :

$$PI(N, p_{ij}) = \begin{cases} x,\ x \in (V_N \cup V_T), \text{ dacă producţia } p_{ij} \text{ este de forma} \\ \qquad N \to x\ \alpha,\ \alpha \in (V_N \cup V_T)^* \\ \lambda, \text{ dacă producţia } p_{ij} \text{ este de forma } N \to \lambda \end{cases}$$

— funcţia „URM imediat" pentru un simbol neterminal N şi o producţie p_{lk} corespunzătoare neterminalului M se defineşte astfel :

$$UI(N, p_{lk}) = \begin{cases} x,\ x \in (V_N \cup V_T), \text{ dacă producţia } p_{lk} \text{ este de forma} \\ \qquad M \to \alpha\ Nx\ \gamma,\ \alpha, \gamma \in (V_N \cup V_T)^* \\ \lambda, \text{ dacă producţia } p_{lk} \text{ este de forma} \\ \qquad M \to \alpha N,\ \alpha \in (V_N \cup V_T)^* \end{cases}$$

Pe baza celor definite mai sus putem defini mulţimea simbolilor directori pentru producţia p_{ij} corespunzătoare simbolului neterminal N ca fiind :

$$DS(N, p_{ij}) = \{a \mid (a \in V_T,\ PI(N, p_{ij}) = a) \text{ sau}$$

$$(a \in D(k),\ k \in V_N,\ PI(N, p_{ij}) = k) \text{ sau}$$

$$(a \in URM(N),\ PI(N, p_{ij}) = \lambda)\}$$

unde $$URM(N) = \{a \mid (a \in V_T,\ UI(N, p_{1k}) = a) \text{ sau}$$

$$(a \in D(k),\ k \in V_N,\ UI(N, p_{1k}) = k) \text{ sau}$$

$$(a \in URM(M),\ UI(N, p_{1k}) = \lambda)\}$$

Fie G o gramatică independentă de context pentru care sînt date :

— lista simbolilor terminali
— lista simbolilor neterminali, fiecărui simbol neterminal fiindu-asociată o listă a tuturor producţiilor în a căror parte dreaptă este utilizat neterminalul respectiv
— reprezentările tuturor producţiilor

În fig. 2 este prezentat un algoritm care verifică dacă gramatica G este LL(1) şi în caz afirmativ generează, pentru fiecare simbol neterminal în parte, lista simbolilor terminali care fac parte din mulţimea directoare corespunzătoare.

În cadrul algoritmului sînt utilizate următoarele notații :

— LL1 — variabilă logică care ia valoarea *adevărat* în cazul în care gramatica G este LL(1)
— I — indice al zonei în care se construiesc listele de simboli care formează mulțimile directoare
— i — indicele simbolului neterminal analizat
— IP, IU — indicii primului și ultimului element din mulțimea directoare

```
** analizează gramatică ( ; LL1)
                    este
* inițializări ( ; I)
atribuie i ← 1
cicleză
        * extrage simbol neterminal (i ; N)
        * construiește mulțime directoare (N, I ; IP, IU, eșec)
        atribuie i ← i + 1
până cînd i > n sau eșec
dacă eșec
        atunci atribuie LL1 ← fals
        altfel atribuie LL1 ← adevărat
                    sfîrșit
```

Fig. 2. Algoritm de verificare a condiției LL(1) pentru o gramatică independentă de context

— eșec — variabilă logică, care ia valoarea *adevărat* dacă nu este îndeplinită condiția LL(1)
— n — numărul simbolilor neterminali din gramatică

Construirea mulțimii directoare și verificarea condiției LL(1) pentru un simbol neterminal N se realizează conform algoritmului din fig. 3. După cum se poate observa, construirea mulțimii directoare pentru simbolul neterminal N poate necesita construirea mulțimii directoare pentru un alt simbol neterminal, care la rîndul său poate să necesite construirea unei alte mulțimi directoare, ș.a.m.d. În cazul în care gramatica este recursivă la stînga sau apar situații în care un simbol neterminal intervine în determinarea propriei mulțimi URM, acest proces recursiv ar continua la infinit. Pentru a evita astfel de situații și de asemenea pentru a spori eficiența algoritmului, evitînd construirea repetată a aceleiași mulțimi directoare, în cadrul algoritmului din fig. 3 se utilizează cîte un indicator cu privire la „starea" mulțimii directoare pentru fiecare simbol neterminal din gramatică. Acest indicator, care este testat ori de cîte ori este necesară construirea mulțimii directoare pentru un simbol neterminal N, poate lua următoarele valori :

— „nedeterminat" dacă mulțimea directoare D(N) nu a fost construită
— „determinat" dacă $D(N)$ a fost construită
— „în curs" dacă $D(N)$ este în curs de construire

Verificarea condiției LL(1) se realizează ori de cîte ori urmează să se introducă noi simboli terminali în mulțimea directoare $D(N)$ (simboli care intră în componența mulțimii simbolilor directori pentru producția prod corespunzătoare neterminalului N). Dacă cel puțin unul dintre

```
** construiește mulțime directoare (N, I ; IP, IU, eșec)
                        este
* determină stare (N, I ; stare, IP, IU)
dacă stare = „în curs"
   atunci [atribuie eșec ← adevărat
dacă stare = „nedeterminat"
   atunci ┌* determină indici producții (N ; prod, uprod)
          atribuie stare ← „în curs"
                & eșec ← fals
          cicleză
            ┌* determină PRIM imediat (N, prod ; PI, tip)
            dacă tip = „terminal"
              atunci ┌* test condiție LL(1) (PI, IP, IU ; eșec)
                     dacă ¬ eșec
                       atunci ┌* introduce simbol în mulțimea directoare
                              │  (PI, IU ; IU)
                              └* formează DS(prod, N, PI ;)
              altfel ┌dacă tip = „neterminal"
                       atunci ┌ * construiește mulțime directoare
                              │  (PI, IU ; pel, uel, eșec)
                              └
                       altfel [ * construiește URM (N, IU ; pel, uel, eșec)
                     * verifică condiție LL(1) (IP, IU, pel, uel, eșec ; eșec)
                     dacă ¬ eșec
                       atunci ┌* completează mulțime directoare
                              │  (IU, pel, uel ; IU)
                              └* construiește DS(N,prod, pel, uel ;)
            └atribuie prod ← prod + 1
          până cînd prod > uprod sau eșec
          dacă ¬ eșec
            atunci [atribuie stare ← „determinat"
                        sfîrșit
```

Fig. 3. Algoritm de construire a mulțimii directoare D(N)

acești simboli există deja în mulțimea directoare $D(N)$, înseamnă că cel puțin două mulțimi de simboli directori nu sînt disjuncte, deci gramatica G nu este LL(1).

În cadrul algoritmului din fig. 3, în afara notațiilor deja explicitate mai sînt utilizate următoarele notații :

— prod — indicele producției analizate
— uprod — indicele ultimei producții corespunzătoare simbolului neterminal N

— PI — valoarea funcției „PRIM imediat" pentru N și producția prod
— tip — tipul valorii funcției „PRIM imediat", care poate fi „terminal", „neterminal" sau „vid"
— pel, uel — indicii primului și ultimului element dintr-o mulțime directoare sau URM

Mulțimea URM corespunzătoare unui simbol neterminal N se construiește utilizînd algoritmul din fig. 4, în cadrul căruia sînt folosite, în afara notațiilor prezentate în cele de mai sus, și următoarele notații :
— UI — valoarea funcției „URM imediat" pentru simbolul neterminal N și producția p r o d
— M — simbol neterminal a cărui producție — p r o d — conține în partea dreaptă neterminalul N

```
** construiește URM(N, IU ; pel, uel, eșec)
                    este

* inițializare (N, IU ; pel, uel, prod, M)
ciclează
    * determină URM imediat (N, prod ; UI, tip)
    dacă tip = „terminal"
      atunci [* introduce simbol în URM (UI, uel ; uel)
      altfel  dacă tip = „neterminal"
                atunci [* construiește mulțime directoare (UI, uel ; P, U, eșec)
                altfel  [* construiește URM(M, uel ; P, U,eșec)
              dacă¬eșec
                atunci [* completează URM(P, U, uel ; uel)
    * determină următoarea utilizare a lui N(N, prod ; prod, M, gata)
pînă cînd eșec sau data

                    sfîrșit
```

Fig. 4. Algoritm de construire a mulțimii URM(N)

— P, U — indicii primului și ultimului element dintr-o mulțime directoare sau URM
— gata — variabilă logică care ia valoarea *adevărat* dacă nu mai există producții în a căror parte dreaptă să fie utilizat N

Concluzii

Implementarea algoritmilor prezentați se poate realiza într-un sistem de calcul sub forma unui translator care, primind la intrare descrierea unei gramatici independente de context G, generează, în cazul în care gramatica este LL(1), mulțimile simbolilor directori pentru toate producțiile gramaticii G sau chiar tabela pentru analiza sintactică predictivă deterministă LL(1) [3]. Acest translator ar putea fi dezvoltat în sensul adăugării unor proceduri care să realizeze, în cazul în care gramatica dată nu este LL(1), unele transformări asupra acesteia, în scopul obținerii unei gramatici LL(1) echivalente.

BIBLIOGRAFIE

1. *A.V. Aho, J.D. Ullman* The Theory of Parsing, Translation and Compiling — Pretince — Hall, 1972
2. * * * Compiler Construction — An Advanced Course — Springer Verlag, 1974
3. — *E. Kalisz* — Buletinul Institutului politehnic „Gh. Gheorghiu-Dej", Bucureşti, seria Electrotehnică, tomul XL, nr. 3, 1978

Testing for the LL (1) Condition

This paper presents the problem of testing for the LL(1) condition for context-free grammars; the algorithms which test the LL(1) condition and generate the director simbols sets are also included.

I.P. INFORMAŢIA cd. 1091

40 480

BULETINUL INSTITUTULUI POLITEHNIC
„GHEORGHE GHEORGHIU-DEJ" BUCUREŞTI
SERIA ELECTROTEHNICĂ

apare trimestrial, în continuarea vechilor periodice ştiinţifice : „Bulletin de Mathématiques et de Physique pures et appliquées", „Buletinul Politehnicei din Bucureşti" şi Buletinul Institutului politehnic «Gh. Gheorghiu-Dej» Bucureşti".

Organizat pe baze noi, el reflectă în primul rînd activitatea ştiinţifică a corpului didactic din institut. În limita spaţiului disponibil, se pot publica şi lucrări ştiinţifice ale colaboratorilor din afara institutului.

Corespondenţa privind articolele, schimburile de publicaţii şi abonamentele se fac pe adresa institutului.

BULETINUL INSTITUTULUI POLITEHNIC
„GHEORGHE GHEORGHIU-DEJ" BUCUREŞTI
РАЗДЕЛ ЭЛЕКТРОТЕХНИКИ

выходит четыре раза в год, являсь продолжением прежных научных периодических журналов,,. Bulletin de Mathématiques et de Physique pures et appliquées", „Buletinul Politehnicei din Bucureşti" и Buletinul Institutului politehnic „Gheorghe Gheorghiu—Dej" Bucureşti

Составленный на новых основах, он отражает в первую очеред научную деятельность преподавательского состава Бухарестского политехнического института. В пределахво зможностей будут публиковаться и научно-исследовательские работы специалистов извне.

Переписка, обмен периодическими изданиями и подписка неоизводятся по адресу института

BULETINUL INSTITUTULUI POLITEHNIC
„GHEORGHE GHEORGHIU-DEJ" BUCUREŞTI
SERIES ELECTROTEHNICS

The Bulletin is issued quarterly, continuing the old scientific periodicals : „Bulletin de Mathématiques et de Physique pures et appliquees", „Buletinul Politehnicei din Bucureşti" and Buletinul Institutului politehnic „Gheorghe Gheorghiu-Dej" Bucureşti.

Organized on a new basis, it primarily reflects the scientific activity of the academic staff from Institute. Researchers from outside the institute can also publish their papers within the available space.

The correspondance regarding the articles, change of publications and subscriptions are sent to the following address.

BULETINUL INSTITUTULUI POLITEHNIC
„GHEORGHE GHEORGHIU-DEJ" BUCUREŞTI
SÉRIE ELECTROTECHNIQUE

paraît tous les trois mois, continuant les anciens periodiques scientifiques : „Bulletin de Mathématiques et de Physique pures et appliquées", „Buletinul Politehnicei din Bucureşti" et Buletinul Institutului politehnic „Gheorghe Gheorghiu-Dej" Bucureşti.

Organisé sur de nouveaux principes il reflète tout d'abord l'activité scientifique du corps enseignant de l'Institut. Dans la limite de l'espace disponible on peut y publier aussi les travaux scientifiques des collaborateurs de l'extérieur.

L'adresse pour la correspondance concernant les articles, les echanges de publications et les abonnements est :

Adresa :

INSTITUTUL POLITEHNIC
„GHEORGHE GHEORGHIU-DEJ" BUCUREŞTI
ROMÂNIA
Splaiul Independenţei nr. 313
Căsuţa Poştală nr. 2356
(pentru Buletinul Institutului)
Seria Electrotehnică

1979 OKT 19

Lei 20

F 1130/2

BULETINUL INSTITUTULUI POLITEHNIC „GHEORGHE GHEORGHIU-DEJ" BUCUREȘTI

SERIA ELECTROTEHNICĂ

TOMUL XLI NUMĂRUL 2 ANUL 1979
APRILIE – IUNIE

COMITETUL DE REDACȚIE

REDACTOR RESPONSABIL: Academician *Radu Voinea*

MEMBRII : Prof. dr. ing. *Constantin Bălă* (redactor responsabil adjunct), Prof. dr. docent ing. *Gheorghe Buzdugan*, membru corespondent al Academiei Republicii Socialiste România; Prof. dr. docent ing. *Gheorghe Cartianu*, membru corespondent al Academiei Republicii Socialiste România ; Prof. dr. docent ing. *Virgil Constantinescu ;* Prof. dr. ing. *Alexandru Dănescu ;* Prof. dr. ing. *Gleb Drăgan ;* Prof. dr. ing. *Nicolae Geru :* Prof. dr. ing. *Berthold Grünwald ;* Prof. dr. *Ion Grădișteanu ;* Prof. dr. ing. *Gheorghe Hortopan ;* Prof. ing. *Jean Moncea ;* Academician *Ecaterina Ciorănescu Nenițescu;* Prof. dr. ing. *Aurel Oprean ;* Prof. dr. ing. *Mircea Petrescu ;* Prof. dr. ing. *Ion Popescu ;* Prof. dr. ing. *Marin Rădoi ;* Prof. dr. ing. *Marcel Segărceanu ;* Prof. dr. ing. *Sergiu Călin* (secretar științific) Prof. dr. *Octavian Stănășilă ;* Prof. dr. docent ing. *Ion Teoreanu ;* Prof. dr. docent *Rodica Vîlcu.*

Editor : Institutul politehnic „Gheorghe Gheorghiu-Dej" București. Splaiul Independenței 313, Tel. 31.40.10. România, Căsuța poștală 2356 TELEX : 14.490 PIBUH

Readers from abroad can get subscriptions for this newspaper trough ILEXIM import-export press. 13 Decembrie St. Nr. 3, P.O.B. 2001, telex 011226, Bucharest ROMÂNIA

1980 FEB 13

Sumar

MATEMATICA

Mariana Craiu
Asupra metodei de cvasimaximă verosimilitate pentru sisteme cu legături complexe omogene 3

Ecaterina Cioară
Asupra unei noi metode în clasificarea automată. Metoda nodurilor dinamice 15

FIZICA

Diana Moisil, G. Moisil
Studiul elipsometric al acțiunii alcoolului propargilic ca inhibitor de coroziune 23

Cornelia Moțoc, Maria Honciuc, Iuliana Cuculescu
On the Electrotransport Phenomena in SnO_2 Thin Films 27

ELECTROTEHNICA

D. Stanciu
Calculul curenților de scăpări din pompa electromagnetică de curent continuu cu canal dublu 33

ELECTRONICA

C. Rădoi, A. Murgan, V. Lăzărescu, P. Bacinschi
Bucla P.L.L. de reglare a turației unui motor de curent continuu . . . 39

ENERGETICA

Gh. Iacobescu, Maria Tudose, Maria Neamțu
Metoda practică pentru optimizarea funcționării de durată a sistemului electroenergetic 51

AUTOMATICA

S. Florea, I. Catană
Metode de stabilizare a sistemelor electrohidraulice 67

G. Ionescu, B. Droașcă, V. Sgârciu-Dogeanu
Traductor numeric de temperatură 73

Anca Stoica, Gh. Darie
Suport software pentru microprogramarea unui minicalculator universal 83

CALCULATOARE

Maria Ana Necula, Cr. Tănăsescu
Algorithms for Determining LODECC which Has a Given Time Function as Solution 93

V. Cristea
A Model for Comparative Study of Deadlock Prevention Strategies . . . 107

BULETINUL INSTITUTULUI POLITEHNIC „GHEORGHE GHEORGHIU-DEJ"
BUCUREȘTI
SERIA ELECTROTEHNICĂ
Tomul XLI — 1979, Numărul 2

MATEMATICĂ

C.Z.: 519.214

ASUPRA METODEI DE CVASIMAXIMĂ VEROSIMILITATE PENTRU SISTEME CU LEGĂTURI COMPLETE OMOGENE

MARIANA CRAIU*

Lucrarea dezvoltă proprietăți ale metodei de estimație de cvasi-maximă verosimilitate pentru sisteme aleatoare omogene cu legături complete.
Se demonstrează consistența acestor estimații.
Demonstrația se bazează pe introducerea unui proces Markov compact pentru care se aplică rezultatele lui G. Roussas.

În lucrare vom extinde la sistemele cu legături complete omogene rezultate cunoscute pentru procese Markov.

Fie $x_1, x_2, \ldots, x_n$ un șir de valori de observație care se succed după legea unui sistem cu legături complete, omogen, uniform ergodic.

Dacă considerăm $\{\Omega, K, P_w\}$ cîmpul de probabilitate asociat sistemului cu legături complete [4] și $(\xi_n)_{n\in N}$ șirul de variabile aleatoare definite pe Ω cu valori în X avem:

$$P_w(\xi_1 \in A) = P(w, A)$$

$$P_w(\xi_{n+1} \in A \mid \xi_j, 1 \leqslant j \leqslant n) = P[u(w, \xi^{(n)}), A] \tag{1}$$

Să presupunem că sistemul cu legături complete după care se succede șirul de observații $x_1, \ldots, x_n$ este definit de familia

$$\{(w, W), (X, \mathfrak{X}), u(w, x), P(w, A; \theta), \theta \in \Theta\}.$$

Să presupunem că funcțiile $P(w, .; \theta)$ sînt absolut continui în raport cu o măsură λ, $P(w, .; \theta) \ll \lambda$.

Fie $p(w, .; \theta) = \dfrac{dP(w, .; \theta)}{d\lambda} < \infty$ densitatea lui P în raport cu măsura λ și

$$p_n(w, x_1, \ldots, x_n; \theta) = \prod_{i=1}^{n} p[u(w, x^{(i-1)}), x_i, \theta] \tag{2}$$

unde $x^{(i-1)} = (x_1, \ldots, x_{i-1})$ este densitatea unei realizări a procesului.

Manuscris predat redacției la data de 15 mai 1978
* Lector dr. Catedra matematici III.

Densitatea comună a variabilelor $\xi_1(\omega), \ldots, \xi_n(\omega)$ este

$$p_n(w, x_1, \ldots, x_n; \theta) = \frac{dP_n(w, x_1 \ldots x_n; \theta)}{d\lambda^n}$$

Vom face următoarea ipoteză pe care o păstrăm în întreaga lucrare:
C_0: Pentru orice n, $p_n(w, x_1, \ldots, x_n; \theta) > 0$, λ^n aproape sigur.
În dezvoltările ulterioare apar variabilele aleatoare

$$[u(w, \xi^{(i-1)}), \xi_i], \xi_i(\omega) \in X \text{ și } u(w, \xi^{(i-1)}(\omega)) \in W.$$

În [6] F. Norman introduce noțiunea de proces Markov compact asociat unui nucleu stochastic K și demonstrează că

$$w_n = u(w, x^{(n)}), x^{(n)} = (x_1, \ldots, x_n)$$

este un proces Markov compact corespunzător modelului

$$((W, d), X, u, P).$$

De asemenea

$$w_n = [u(w, x^{(n-1)}), x_n]$$

este un proces Markov compact asociat modelului

$$[(W \times X, D), X, u^*, P^*]$$

și corespunzător nucleului stochastic

$$K^*((w, x), A) = \delta(u(w, x), A)\, P(u(w, x), A) \text{ unde } A \subset X.$$

Cu notațiile anterioare

$$D((w, x), (w', x')) = d(w, w') + \delta(x, x')$$

$$\delta(x, x') = \begin{cases} \max\limits_{w, w'} d(w, w'), & x \neq x' \\ 0, & x = x', \end{cases}$$

$$P^*[(w, x), x^*] = P[u(w, x), x^*],$$

$$u^*((w, x), x^*) = [u(w, x), x^*].$$

Vom folosi în lucrare esențial legea numerelor mari și teorema limită centrală stabilite de F. Norman [6].
Fie

$$B_i = \{\omega, \lim_{n \to \infty} D(w_n(\omega), E_i) = 0\} \text{ și } M_i = I_{B_i}$$

Au loc :

Teorema [6]. Pentru orice funcție $f : W \times X$ continuă

$$\lim_{n\to\infty} \frac{1}{n} \sum_{k=0}^{n-1} f(w_k) = \sum_{1}^{d} M_i \int_{E_i} f(w, t)\, \mu_i(dw \times dt),$$

aproape sigur.

(E_i sînt nucleele ergodice, d este dimensiunea lui $D(1)$ iar $\mu_i(dw \times dt)$ este distribuția staționară de probabilitate pe E_i cu $\mu_i(E_i) = 1$).

Teorema limită centrală [6]. Fie (w_n) procesul Markov compact corespunzător nucleului stochastic K^* pe care îl presupunem că conține un singur nucleu ergodic. Pentru orice f, cu $\int_E f(w, t)\, \mu\,(dw \times dt) = 0$, repartiția variabilei $\frac{1}{\sqrt{n}} \sum_{j=0}^{n-1} f(w_j)$ converge către repartiția normală cu media o și dispersia σ^2.

Ne ocupăm pentru început de estimarea parametrului θ, bazîndu-ne pe traiectoria $(x_1, \ldots, x_n)$.

Vom dezvolta metoda de cvasimaximă verosimilitate.

Această metodă de estimare a fost considerată prima dată în legătură cu procesele Markov de G. G. Roussas [7].

Dezvoltări recente ale acestei metode pentru procese Markov continui în timp se găsesc în [1].

Vom defini și studia în continuare proprietăți ale estimațiilor de cvasimaximă verosimilitate atunci cînd datele de observație $x_1, \ldots, x_n$ sînt rezultatele obținute din observarea unui lanț cu legături complete.

Definiția 1. Funcția $t_n = t(\xi_1(\omega), \ldots, \xi_n(\omega))$ este o funcție de estimație de cvasimaximă verosimilitate pentru parametrul θ cu coeficientul $\alpha \in (0, 1]$ dacă verifică condiția

$$\alpha \sup_{\Theta\in\theta} \prod_{i=1}^{n} p[u(w, \xi^{(i-1)}(\omega)), \xi_i(\omega)\,;\, \theta] \leqslant \prod_{i=1}^{n} p[u(w, \xi^{(i-1)}(\omega)), \xi_i(\omega)\,;\, t_n]. \quad (3)$$

Să considerăm șirul de numere reale pozitive monoton crescător

$$0 < \alpha_1 < \ldots < \alpha_k < \ldots < 1$$

convergent către 1.

Să notăm că $t_n(\alpha_i)$ o estimație de c.m.v (α_i) și cu

$$A_n(\alpha_i) = \{t_{n(\alpha_i)},\ t_{n(\alpha_i)} \in \theta\}.$$

Are loc :

Propoziția 1. Dacă $\alpha_i < \alpha_j$, $A_{n(\alpha_j)} \subset A_{n(\alpha_i)}$.

Existența estimațiilor de cvasimaximă verosimilitate o demonstrăm cu ajutorul proprietăților multifuncțiilor.

Să considerăm multifuncția

$$\Gamma(\omega) = \{\theta \in \Theta,\ p_n(w, \omega\,;\, \theta) \geqslant \alpha \sup_{\theta\in\Theta} p_n(w, \omega\,;\, s)\}$$

care asociază fiecărui element $\omega \in \Omega$ o submulțime din Θ.

Are loc :

Teorema 1. Dacă familia de mulțimi $\Gamma(\omega)$ este selectivă, există cel puțin o estimație de cvasimaximă verosimilitate de coeficient α, $\alpha > 0$.

Demonstrația rezultă din aplicarea teoremei 3 pag. 123 [2] care se enunță astfel : Fie Γ o aplicație continuă din X în Y astfel că $\Gamma x \neq \emptyset$, $(\forall) x \in X$. Dacă familia de mulțimi $(\Gamma_x, x \in X)$ este selectivă, există o aplicație univocă continuă σ a lui X în Y astfel ca

$$\sigma_x \in \Gamma_x, (\forall)\, x \in X.$$

Este suficient să luăm $X = \Omega$ și $Y = \Theta$, $\Gamma_x = \Gamma(\omega)$ și atunci există $\varphi_n(\omega) : \Omega \to \Theta$ astfel ca $\varphi_n(\omega) \in \Gamma(\omega)$ deci $\varphi_n(\omega)$ este o estimație de c.m.v. (α).

În cazul particular în care $\Theta = R$ rezultă că familia de mulțimi $\Gamma(\omega)$ este selectivă (maximul este atins într-un singur punct) și deci există $\varphi_n(\omega) : \Omega \to R$ cu $\varphi_n(\omega) \in \Gamma(\omega)$.

În dezvoltările următoare vom presupune îndeplinite următoarele condiții :

$$C_1 : \Theta \subset R$$

C_2 : funcțiile $p_n(w, x_1, \ldots, x_n ; \theta) = \prod_{i=1}^{n} p[u(w, x^{(i-1)}), x_i ; \theta]$ sînt continui în raport cu θ

$$C_3 : \sum_{1}^{d} M_i \int_{E_i} \frac{\partial \ln p(w, x ; \theta_0)}{\partial \theta} \mu_i(dw \times dx ; \theta_0) = 0.$$

Să stabilim o margine inferioară pentru dispersia estimației de c.m.v.

$$(\alpha), \hat{\theta}_\alpha = \theta_\alpha(x_1, \ldots, x_n).$$

Are loc :

Teorema 3. În condițiile C_1, C_2 dacă $\dfrac{\ln p_n(w, x_1, \ldots, x_n ; \theta)}{\partial \theta}$ există și dacă

$$\alpha \sup_{s \in \Theta} p_n(w, x_1 \ldots x_n ; s) \geqslant p_n(w, x_1, \ldots, x_n ; \theta_0)$$

atunci

$$\sigma^2(\hat{\theta}_\alpha(x_1, \ldots, x_n)) \geqslant$$

$$\geqslant \frac{\ln \alpha + \int_{X^n} \ln \dfrac{\sup\limits_{s \in \Theta} p_n(w, x_1, \ldots, x_n ; s)}{p_n(w, x_1, \ldots, x_n ; \theta_0)} p_n(w, x_1, \ldots, x_n ; \theta_0) \prod_{1}^{n} \lambda(dx_i)}{\int_{X^n} \left(\dfrac{\partial \ln p_n(w, x_1, \ldots, x_n ; \theta_\alpha^*)}{\partial \theta} \right)^2 p_n(w, x_1 \ldots x_n ; \theta_0) \prod_{1}^{n} \lambda(dx_i)}$$

Vom presupune îndeplinită și condiția

C_4: există $\dfrac{\partial p_n(w, x_1 \dots x_n; \theta)}{\partial \theta}$ și există o funcție $f(w, x_1 \dots x_n)$ integrabilă în X^n astfel ca

$$\left| \frac{\partial p_n(w, x_1 \dots x_n; \theta)}{\partial \theta} \right| \leqslant f(w, x_1 \dots x_n)$$

Consistența estimațiilor de cvasimaximă verosimilitate este demonstrată de următoarele:

Teorema 3. Fie θ_0 valoarea adevărată a parametrului θ

$$\overline{\lim_{n\to\infty}} \frac{1}{n} \sum_1^n h[u(w, \xi^{(i-1)}(\omega)), \xi_i(\omega); t_{n(\alpha)}, \theta_0] \leqslant 0 \tag{5}$$

unde

$$h[u(w, \xi^{(i-1)}(\omega)), \xi_i(\omega); t_{n(\alpha)}, \theta_0] = \ln \frac{p[u(w, \xi^{(i-1)}(\omega)), \xi_i^{(\omega)}; \theta_0]}{p[u(w, \xi^{(i-1)}(\omega)), \xi_i^{(\omega)}; t_{n(\alpha)}]}$$

Demonstrație. Dacă t_n este o estimație de cvasimaximă verosimilitate cu coeficientul $\alpha \in (0, 1]$ putem scrie

$$\alpha p_n(w, \omega; \theta) \leqslant p_n(w, \omega; t_n)$$

Împărțind în ambii membri prin $p_n(w, \omega; \theta_0)$ și logartimînd, obținem:

$$\ln \alpha + \sum_{i=1}^n h[u(w, \xi^{(i-1)}(\omega)), \xi_i(\omega); \theta, \theta_0] \leqslant$$

$$\leqslant \sum_{i=1}^n h[u(w, \xi^{(i-1)}(\omega)), \xi_i(\omega); t_n, \theta_0].$$

Pentru $\theta = \theta_0$ obținem:

$$\frac{1}{n} \sum_1^n h[u(w, \xi^{(i-1)}(\omega)), \xi_i(\omega); t_n; \theta_0] \leqslant 0$$

Teorema 4.

$$\underline{\lim_{n\to\infty}} \frac{1}{n} \sum_1^n h[u(w, \xi^{(i-1)}(\omega)), \xi_i(\omega); \theta, \theta_0] \geqslant 0 \tag{6}$$

$\mathcal{P}_w$ aproape sigur.

Demonstrație. Luăm

$$f_n = \frac{p\,[u\,(w,\ \xi^{(n-1)}),\ \xi_n\,;\ \theta]}{p\,[u\,(w,\ \xi^{(n-1)}),\ \xi_n\,;\ \theta_0]}$$

$$M(f_n) = \int_{X^n} \frac{p[u\,(w,\ \xi^{(n-1)}),\ \xi_n\,;\ \theta]}{p[u(w,\ \xi^{(n-1)}),\ \xi_n\,;\ \theta_0]} \cdot \tag{7}$$

$$\cdot \prod_i^n p[u(w,\ \xi^{(i-1)}),\ \xi_i,\ \theta_0] \prod_1^n \lambda(d\xi_i) = 1.$$

Din inegalitatea $e^z \geqslant 1 + z$, $z \in R$ rezultă pentru

$$z = h\,[u(w,\ \xi^{(i-1)}),\ \xi_i\,;\ \theta,\ \theta_0]$$

$$\frac{p[u(w,\ \xi^{(i-1)}),\ \xi_i\,;\ \theta]}{p[u(w,\ \xi^{(i-1)}),\ \xi_i\,;\ \theta_0]} \geqslant 1 + \ln \frac{p[u(w,\ \xi^{(i-1)}),\ \xi_i\,;\ \theta]}{p[u(w,\ \xi^{(i-1)}),\ \xi_i,\ \theta_0]}.$$

Luînd media și ținînd seama de (7) obținem:

$$M_w \left(\ln \frac{p[u(w,\ \xi^{(i-1)}),\ \xi_i\,;\ \theta]}{p[u(w,\ (\xi^{(i-1)}),\ \xi_j,\ \theta_0]} \right) \leqslant 0$$

sau

$$M_w(h[u(w,\ \xi^{(i-1)}),\ \xi_i\,;\ \theta,\ \theta_0]) \geqslant 0.$$

Dar

$$\lim_{n\to\infty} \frac{1}{n}\, h[u(w,\ x^{(i-1)},\ x_i\,;\ \theta,\ \theta_0] = \sum_1^d M_i \int_{E_i} h(w,\ x\,;\ \theta,\ \theta_0) \cdot \mu\,(dw \times dx\,;\ \theta_0)$$

de unde: $\sum_1^d M_i \int_{E_i} h(w,\ x\,;\ \theta,\ \theta_0)\, \mu\,(\mathrm{d}w \times \mathrm{d}x\,;\ \theta_0) \geqslant 0$

Teorema 5. Dacă U_0 este o vecinătate deschisă oarecare a lui θ_0, pentru orice $t \in CU_0$ există $\eta > 0$ astfel ca

$$\inf_{\theta \in CU_0} \left\{ \frac{1}{n} \sum_1^n h[u(w,\ x^{(i-1)}),\ x_i\,;\ \theta,\ \theta_0] \right\} > \eta.$$

Demonstrație. Fie $U_0 = U(\theta_0)$ și $t \in CU_0$ complementara fiind luată în raport cu mulțimea Θ. Fie $V(t)$ o vecinătate deschisă a lui t.

Dacă considerăm mulțimile deschise $V_1(t) \subset V_2(t)$, $t \in V_1(t)$ atunci

$$h(w,\ x\,;\ t,\ \theta_0) \geqslant \inf_{\theta \in V_1(t)} h(w,\ x\,;\ \theta,\ \theta_0) \geqslant \inf_{\theta \in V_2(t)} h(w,\ x\,;\ \theta,\ \theta_0)$$

pentru w și x fixați.

Fie $\varphi(t) = \{\inf_{\theta \in V(t)} h(w, x; \theta, \theta_0), (\forall) t \in \Theta\}$, $\varphi(t)$ tinde crescător către $h\ (w, x;\ t, \theta)$.

Funcţia $h(w, x; t, \theta_0)$ este integrabilă prin ipoteză şi, de asemenea

$$\int_{E_i} \inf_{\theta \in V(t))} h(w, x; \theta, \theta_0)\, \mu_i\,(dw \times dx; \theta_0) \to$$

$$\to \int_{E_i} h(w, x; t, \theta_0)\, \mu_i(dw \times dx; \theta_0).$$

Deoarece Θ este o mulţime compactă şi U_0 o mulţime deschisă rezultă că CU_0 este o mulţime închisă şi mărginită care admite o acoperire finită cu mulţimi deschise. Fie acestea:

$$V_1(t_1), \ldots, V_m(t_m).$$

Pentru orice $t \in CU_0$ există o mulţime deschisă $V^*(t)$, $V^*(t) \subset V(t)$ astfel că:

$$\int_{E_i} \inf_{\theta \in V^*(t)} h(w, x; \theta, \theta_0)\, \mu_i\,(dw \times dx; \theta_0) >$$

$$> \frac{1}{2} \int_{E_i} h(w, x;\ t, \theta_0)\, \mu_i\,(dw \times dx; \theta_0).$$

Pentru fiecare $V_j(t_j)$ există $V_j^*(t_j) \subset V_j(t_j)$ astfel ca

$$A_j = \sum_1^d M_i \int_{E_i} \inf_{\theta \in V_i^*(t_j)} h(w, x; \theta, \theta_0)\, \mu_i\,(dw \times dx, \theta_0) > \delta > 0$$

unde

$$\delta = \min\,(A_j, j = 1, \ldots, m).$$

La limită obţinem

$$\frac{1}{n} \sum_i^n \inf_{\theta \in V_j^*(t_j)} h[u(w, x^{(i-1)}), x_i; \theta, \theta_0] \to$$

$$\to \sum_i^d M_i \int_{E_i} \inf_{\theta \in V_i^*(t_j)} h(w, x;\ ,\ \nu_0)\, \mu_i\,(dw \times dx;\ \theta_0) >$$

$$> \frac{1}{2} \sum_1^d M_i \int_{E_i} h(w, x; t_i, \theta_0)\, \mu_i\,(dw \times dx; \theta_0)$$

dar

$$\inf\left\{\frac{1}{n}\sum_{1}^{n} h[u(w, x^{(i-1)}), x_i; \theta, \theta_0], \ \theta \in CU\right\} \geqslant$$

$$\geqslant \inf\left\{\frac{1}{n}\sum_{1}^{n} \inf_{\theta \in V_j^*(t_j)} h[u(w, x^{(i-1)}, x_i; \theta, \theta_0]\right\} \geqslant \delta > 0$$

ceea ce arată că pentru n suficient de mare t_n va fi situat în $U(\theta_0)$, $\mathfrak{A}_w$ aproape sigur.

În următoarele vom stabili o legătură între informaţia lui Fisher cumulată şi informaţia asimptotică.

Presupunem verificate următoarele condiţii :

1) $\dfrac{\partial^k p\,[u(w, x^{(i-1)}), x_i; \theta]}{\partial \theta^k}$ există şi este finită pentru orice $\theta \in \Theta$, $k = 1, 2$.

2) $\dfrac{\partial p_n(w, x_1 \ldots x_n; \theta)}{\partial \theta}$ este continuă în raport cu θ în Θ.

3) $$\left|\frac{\partial^2 \ln p_n(w, x_1 \ldots x_n; \theta)}{\partial \theta^2} - \frac{\partial^2 \ln p_n(w, x_1 \ldots x_n; \theta')}{\partial \theta^2}\right| <$$

$$< A(w, x_1 \ldots x_n)|\theta - \theta'|$$

cu $M_w(A(w, x_1 \ldots x_n)) < \infty$, $(\forall)\ \theta, \theta' \in V(\theta_0)$

4) $I_k(\theta_0) = M\left(\dfrac{\partial \ln p[u(w, x^{(k-1)}), x_k; \theta_0]}{\partial \theta}\right)^2 \leqslant C$ pentru orice $1 \leqslant k \leqslant n$

5) $\operatorname{cov}\left[\dfrac{\ln p[u(w, x^{(k-1)}), x_k; \theta_0]}{\partial \theta} \ \dfrac{\ln p[u(w\, x^{(i-1)}, x_i; \theta_0]}{\partial \theta}\right) = 0$

6) $\lim\limits_{n\to\infty} (I_1(\theta_0) + I_2(\theta_0) + \ldots + I_n(\theta_0)) = \infty.$

Aplicînd teorema creşterilor finite funcţiei

$$\frac{\partial \ln p_n(w, x_1 \ldots x_n; \theta)}{\partial \theta}.$$ Obţinem,

$$\frac{\partial \ln p_n(w, x_1 \ldots x_n; \theta_0)}{\partial \theta} + (t_n - \theta_0)\frac{\partial^2 \ln p_n(w, x_1 \ldots x_n; \theta^*)}{\partial \theta^2} = 0$$

pentru

$$|\theta^* - \theta| < |t_n - \theta|$$

ecuație care se mai poate pune sub forma:

$$\frac{\partial \ln p_n(w, x_1 \dots x_n; \theta_0)}{\partial \theta} + (t_n - \theta_0)\frac{\partial^2 \ln p_n(w, x_1 \dots x_n; \theta_0)}{\partial \theta^2} +$$

$$+ (t_n - \theta_0)\left[\frac{\partial^2 \ln p_n(w, x_1 \dots x_n; \theta^*)}{\partial \theta^2} - \frac{\partial^2 \ln p_n(w, x_1 \dots x_n; \theta_0)}{\partial \theta^2}\right] = 0 \tag{7}$$

Din legea tare a numerelor mari [6] rezultă:

$$\lim_{n\to\infty} \frac{1}{n}\frac{\partial^2 \ln p(w, x_1 \dots x_n; \theta_0)}{\partial \theta^2} =$$

$$= \sum_1^d M_i \int_{E_i} \frac{\partial^2 \ln p_n(w, x; \theta_0)}{\partial \theta^2} \mu_i(dw \times dx; \theta_0) = -J(\theta_0).$$

și

$$\lim_{n\to\infty} \frac{1}{n}\frac{\partial \ln p_n(w, x_1 \dots x_n; \theta_0)}{\partial \theta} =$$

$$= \sum_1^d M_i \int_{E_i} \frac{\partial \ln p(w, x; \theta_0)}{\partial \theta} \mu_i(dw \times dx; \theta) = 0$$

(din condția C_3)

Din (7) rezultă

$$t_n - \theta_0 =$$

$$= -\frac{\dfrac{1}{nJ(\theta_0)}\dfrac{\partial \ln p_n(w, x_1 \dots x_n; \theta_0)}{\partial \theta}}{\dfrac{1}{nJ(\theta_0)}\dfrac{\partial^2 \ln p(w, x_1 \dots x_n; \theta_0)}{\partial \theta^2} + \dfrac{H(w, x_1 \dots x_n; \theta^*, \theta_0)}{nJ(\theta_0)}}$$

unde am notat cu

$$H(w, x_1 \dots x; \theta^*, \theta_0) = \frac{\partial^2 \ln p_n(w, x_1 \dots x_n; \theta^*)}{\partial \theta^2} -$$

$$- \frac{\partial^2 \ln p_n(w, x_1 \dots x_n; \theta_0)}{\partial \theta^2}.$$

Numitorul fracției (7') tinde către 1 în probabilitate iar

$$M\left(\frac{1}{nJ(\theta_0)}\frac{\partial \ln p_n(w, x_1 \dots x_n; \theta_0)}{\partial \theta}\right) = 0$$

$$\sigma^2\left(\frac{1}{nJ(\theta_0)}\frac{\partial \ln p_n(w, x_1 \dots x_n; \theta_0)}{\partial \theta}\right) =$$

$$= \frac{1}{n^2 J^2(\theta_0)} M\left(\sum_i^n \frac{\partial \ln p[u(w, x^{(i-1)}), x_i; \theta_0}{\partial \theta}\right)^2 =$$

$$= -\frac{1}{n^2 J^2(\theta_0)} \sum_1^n M\left(\frac{\partial^2 \ln p[u(w, x^{(i-1)}), x_i; \theta_0]}{\partial \theta^2}\right).$$

Dacă considerăm informația cumulată în sensul lui Fisher asupra parametrului θ din n observații dependente cu notația

$$I^n(\theta_0) = -\frac{n^2 J^2(\theta_0)}{\sum_1^n M\left(\frac{\partial^2 \ln p[u(w, x^{(i-1)}), x_i; \theta_0]}{\partial \theta^2}\right)}$$

și, cu o probabilitate aproape de 1, pentru n suficient de mare

$$I^n(\theta_0) = \frac{n^2 J^2(\theta_0)}{\sum_1^n I_k(\theta_0)}$$

Trecînd la limită avem:

$$\lim_{n\to\infty} \frac{I^n(\theta_0)}{n} \cdot \frac{I_1 + \dots + I_n}{n} = J^2(\theta_0).$$

Cu aceste notații demonstrăm

Teorema 6. În condițiile: 1), 2), 3), 5) și pentru $d = 1$ dacă $\theta_n(\omega)$ este soluția ecuației de verosimilitate

$$\frac{\partial \ln p_n(w. \xi_1(\omega), \dots, \xi_n(\omega); \theta)}{\partial \theta} = 0$$

șirul de variabile aleatoare $(\sqrt{n}(\theta_n(\omega) - \theta_0)_{n\in N}$ converge în repartiție către o variabilă normală cu media 0 și dispersia σ^2.

Demonstrație: Avem:

$$\frac{\partial \ln p_n(w, \xi_1(\omega), \dots, \xi_n(\omega); \theta)}{\partial \theta} = \frac{\partial \ln p_n(w, \xi_1(\omega) \dots \xi_n(\omega); \theta_0)}{\partial \theta} +$$

$$+ (\theta - \theta_0)\frac{\partial^2 \ln p(w, \xi_1(\omega), \dots, \xi_n(\omega), \theta')}{\partial \theta^2}$$

cu $|\theta' - \theta_0| < |\theta - \theta_0|$.

Înlocuind pe θ cu estimația de maximă verosimilitate obținem:

$$\sqrt{n}(\theta_n - \theta_0) = \frac{\frac{1}{\sqrt{n}} \sum_1^n \frac{\partial \ln p[u(w, \xi^{(i-1)}(\omega)), \xi_i(\omega); \theta_0]}{\partial \theta}}{\frac{1}{n} \sum_1^n \frac{\partial^2 \ln p[u(w, \xi^{(i-1)}(\omega)), \xi_i(\omega); \theta']}{\partial \theta^2}}$$

Aplicînd legea numerelor mari rezultă că

$$\frac{1}{n} \sum_1^n \frac{\partial^2 \ln p[u(w, \xi^{(i-1)}), \xi_j; \theta']}{\partial \theta^2}.$$

converge $\mathfrak{L}_w$ aproape sigur către

$$\sum_1^d M_i \int_{E_i} \frac{\partial^2 \ln p(w, x; \theta')}{\partial \theta^2} \mu_i(dw \times dx; \theta_0)$$

și astfel $\sqrt{n}(\theta_n - \theta_0)$ se comportă la limită la fel ca șirul de variabile,

$$\frac{\frac{1}{\sqrt{n}} \sum_1^n \frac{\partial \ln p[u(w, \xi^{(i-1)}), \xi_i; \theta_0]}{\partial \theta}}{-\sum_1^d M_i \int_{E_i} \frac{\partial^2 \ln p(w, x; \theta')}{\partial \theta^2} \mu_i(dw \times dx; \theta_0)} =$$

$$= \frac{\left(\sum_1^n \frac{\partial \ln p[u(w, \xi^{(i-1)}), \xi_i; \theta_0]}{\partial \theta} \right)}{\sqrt{n} J(\theta')}$$

Aplicînd teorema limită centrală [6] rezultă pentru $d = 1$ că repartiția limită a șirului de variabile $\sqrt{n}(\theta_n - \theta_0)$ este o repartiție normală cu medie o și dispersia:

$$\lim_{n \to \infty} \frac{\left(\sum_1^n \frac{\partial \ln p[u(w, \xi^{(i-1)}), \xi_i; \theta_0]}{\partial \theta} \right)^2}{nJ^2(\theta_0)} =$$

$$= \lim_{n \to \infty} \frac{\left(\sum_1^n \frac{\partial \ln p[u(w, \xi^{(i-1)}), \xi_i; \theta_0]}{\partial \theta} \right)^2}{nJ^2(\theta_0)} =$$

$$= \frac{1}{J(\theta_0)} \left(\int_E \left(\frac{\partial \ln p(w, x; \theta_0)}{\partial \theta} \right)^2 \mu(dw \times dx; \theta_0). \right.$$

Faptul că șirul θ_n tinde către θ_0 aproape sigur rezultă printr-o demonstrație analoagă cazului independent.

Ținînd seama de acest rezultat mai sus, obținem :

$$\lim_{n\to\infty} \frac{I_1(\theta_0) + \ldots + I_n(\theta_0)}{n} = \int_E \left(\frac{(\partial \ln p(w, x; \theta_0)}{\partial \theta} \right)^2 \mu(\mathrm{d}w \times \mathrm{d}x; \theta_0).$$

BIBLIOGRAFIE

1. *C. Andrieu* Rev. Roum. Math. pures et appl. nr. 2, 1972, și nr. 10, 1972.
2. *C. Berge* Espaces topologiques — Dund Paris, 1966.
3. *Mariana Craiu* Inferență statistică pentru sisteme cu legături complete omogene, Teză de doctorat, 1974.
7. *Marius Iosifescu*, Rev. Roum. Math. pures, 1968, nr. 8.
5. *Gheorghe Mihoc*, Rev. Roum. Math. pures et appl. nr. 9, 1967.
6. *Frank Norman*, Compact Markov processes, Tehnical Report nr. 2, 1968.
7. *G. G. Roussas*, Extension to Markov Processes ofa Rezult by A. Wald, Wahrscheinlichtstheorie, 1965.

On the Method of quasi-maximum Likelihood for Random Systems with Completes Conections

The paper deals with some properties of the method of quasi-maximum likelihood for random systems with complete connections. The consistency of these estimations is proved. The proof is based on the introduction of a Markov compact process for which the results of G. Roussas are applied.

BULETINUL INSTITUTULUI POLITEHNIC „GHEORGHE GHEORGHIU-DEJ"
BUCUREȘTI
SERIA ELECTROTEHNICĂ
Tomul XLI — 1979, Numărul 2

C.Z.: 519.5:681.04/06

ASUPRA UNEI NOI METODE IN CLASIFICAREA AUTOMATĂ METODA NODURILOR DINAMICE

ECATERINA CIOARĂ *

Dintre algoritmii actuali privind clasificarea automată un deosebit interes îi prezintă cei ce se referă la găsirea partiției unei mulțimi de obiecte care optimizează un anumit criteriu, printre toate partițiile în k clase. Lucrarea de față își propune, după prezentarea unuia dintre acești algoritmi și anume cel al *nodurilor dinamice*, studiul unei variante a acestuia pentru care se enunță și se demonstrează teorema de convergență și se dă un exemplu. Se comentează și programul scris în limbajul Fortran alcătuit pentru această variantă a metodei.

Introducere

În diferite domenii științifice: medicină, biologie, arheologie, arhitectură, economie, etc. apar frecvent mulțimi vaste de obiecte reprezentate printr-un număr finit de parametri. Pentru specialiști, obținerea de grupe „naturale și omogene" ca și a „elementelor celor mai reprezentative" ale unei astfel de mulțimi constituie o etapă importantă în analiza datelor.

O soluție suficient de bună a acestei probleme este furnizată de acei algoritmi de clasificare automată care constau în găsirea unei partiții a unei mulțimi finite E astfel încît fiecare obiect „să se asemene" mult mai mult cu obiectele din grupa din care face parte, decît cu cele exterioare. În termeni matematici problema se poate enunța în una din următoarele forme: fiind dat un criteriu oarecare W;

a) să se găsească partiția mulțimii E care optimizează W

b) să se găsească partiția mulțimii E care optimizează W printre toate partițiile în k clase.

Metoda nodurilor dinamice aduce următoarele avantaje:

— nu necesită punerea în memoria calculatorului a tabloului similarităților dintre obiecte (ca în cazul tehnicilor clasice de clasificare [1], [6], [7], [8], [9,] [4])

— este foarte rapidă (o variantă a acestei metode studiată de E. Diday (1970) a permis clasificarea unei mulțimi de 900 obiecte, fiecare obiect fiind caracterizat prin 35 parametri, în 3½ minute pe I B M 630, [10])

— nu necesită definirea de praguri pentru determinarea claselor și nici pentru oprirea procesului, care intervine aici în mod natural, convergența procesului fiind asigurată după maxim 5 iterații.

Manuscris predat redacției la data de 12 mai 1978
* Asistent Catedra matematici I

Fiecare termen al şirului este format din k „noduri" de puncte, la fiecare iteraţie acestea se modifică, de unde numele de *„noduri dinamice"*.

Plecînd de la şirul $(L_n)_{n\in N}$, definim un alt şir $(u_n)_{n\in N}$ în felul următor:

Fie aplicaţia $s : P \times L^k \to R^+$ definită astfel:

$$s(E_k, L) = \sum_{x\in E_k} R(x, k, L, D)$$

Fie aplicaţia $S : L^k \times L^k \to R^+$ definită astfel:

$$S(L, L_0) = \sum_{j=1}^{k} s(F_j, L_0)$$

Acum vom defini şirul $(u_n)_{n\in N}$, astfel:

$$u_0 = S(L_0, L_0)$$

$$u_n = \begin{cases} S(L_p, L_p) & \text{dacă } n = 2p \\ S(L_p, L_{p-1}) & \text{dacă } n = 2p-1 \end{cases}$$

Definirea funcţiei de agregare — ecartare pătrată.

Definiţie: Vom spune că aplicaţia R este semi *pătrată* pe E dacă $(\forall)\ L, M \in L^k$ relaţia $S(L, M) \leqslant S(M, M)$ implică $S(L, L) \leqslant S(L, M)$.

Definiţie: Vom spune că R este *„pătrată"* dacă $S(L, L) \leqslant S(L, M)$ $(\forall)\ L, M \in L^k$

Exemplu:

Luînd $L^k = R^+$ şi $S(L, M) = L.M$ atunci R este pătrată.

Într-adevăr: $S(L, M) \leqslant S(M, M)$ se transcrie în $L.M \leqslant M.M$ sau $L \leqslant M$ ceeace implică relaţia $L.L \leqslant L.M$ sau $S(L, L) \leqslant S(L, M)$.

Convergenţa în L^k

Definiţia egalităţii în L^k: Vom spune că $L_n = L$ dacă $E_j^{(n)} \equiv E_j$ $(\forall)\ j,\ 1 \leqslant j \leqslant k$

Definiţie: Şirul $(L_n)_{n\in N}$ este convergent către L dacă $\exists N$, astfel încît $(\forall)\ n > N$ să avem $L = L_n$.

Sînt adevărate următoarele propoziţii:

Propoziţia 1: Dacă R este pătrată atunci şirul $(u_n)_{n\in N}$ este convergent.

Propoziţia 2: Dacă şirul $(L_n)_{n\in N}$ este convergent- atunci limita sa este un optim local.

Propoziţia 3: Dacă şirul $(u_n)_{n\in N}$ este convergent atunci şirul $(L_n)_{n\in N}$ este convergent. Aceste propoziţii ne conduc la:

Teoremă

Dacă R este pătrată atunci şirul $(L_n)_{n\in N}$ converge şi limita sa este un optim local [11].

1. Metoda nodurilor dinamice

Fie E o mulțime finită nevidă. Vom defini trei funcții de bază:

1). $d : E \times E \to R^+$ *distanța* între elementele* mulțimii E

2). $D : P \times P \times d^* \to R^+$ — *distanța dintre părțile* lui E

unde: P este mulțimea părților lui E

d^* este mulțimea aplicațiilor $d : E \times E \to R^+$ definite la 1).

3). $R : E \times I \times L^k \times D^* \to R^+$ *funcția de „agregare — ecartare"*.

unde

$L^k = P_1 \times P_2 \times \ldots \times P_k$

P_i — mulțimea partițiilor lui E în n_i părți

$I = \{j / 1 \leqslant j \leqslant k, j \text{ întreg}\}$, deci $I \subset N$.

D^* — mulțimea aplicațiilor D definite la 2).

Observație: În cele ce urmează $E_1, E_2, \ldots E_k$ vor exprima k părți ale lui E astfel încît $E_j \in P_j$; $j = i \ldots k$; card $(E_j) = n_j$, mai precis: $E_j = \{e_{ik} \in E / i = 1, 2, \ldots n_j\}$, $(\forall) j = 1, \ldots k$

$L = (E_1 E_2 \ldots E_k) \in L^k$

Exemplu

Fie $P_1, P_2 \in P$; atunci $D(P_1, P_2, d) \sum\limits_{x \in P_1} \sum\limits_{y \in P_2} d(x, y)$

iar $R(x, k, L, D) = \dfrac{D(x, E_k, d)}{\sum\limits_{j=1}^{k} D(x, E_j, d)} = \dfrac{\sum\limits_{y \in E_k} d(x, y)}{\sum\limits_{j=1}^{k} (\sum\limits_{y \in E_j} d(x, y)}$

Definiție: Vom spune că $x \in C_E E_k$ este un *element „ameliorant"* al lui E_k în E dacă $\exists 1 \leqslant i \leqslant n_k$ încît $R(x, k, L, D) < R(e_{ik}, k, L, D)$. În acest caz e_{ik} se va numi *element „ameliorat"*.

Definiție: Vom spune că $L = (E_1, E_2, \ldots E_k) \in L^k$ este un *optim local* dacă $(\forall) j$, $1 \leqslant j \leqslant k$, E_j nu are element ameliorant.

Definirea nodurilor dinamice.

Fie $L_0 = (E_1^{(0)}, E_2^{(0)}, \ldots E_k^{(0)}) \in L^k$.

Vom nota cu $\tilde{E}_j^{(0)} (\forall) j = 1, \ldots k$ spțiul cît al lui E prin $R(\cdot, j, L_0 D)$, cu alte cuvinte:

$$\tilde{E}_j^{(0)} = \{x \in E / x, x' \in E \to R(x, j, L_0, D) = R(x', j, L_0, D)\}$$

$L_1 = (E_1^{(1)}, E_2^{(1)}, \ldots E_k^{(1)}) \in L^k$ se deduce din L_0 astfel $(\forall) j, 1 \leqslant j \leqslant k$, $E_j^{(1)}$ este mulțimea tuturor elementelor aparținînd lui $E_j^{(0)}$ pentru care $R(x, j, L_0, D)$ ia cea mai mică valoare posibilă.

În felul acesta se definește șirul de termen general $L_n = (E_1^{(n)}, E_2^{(n)}, \ldots E_k^{(n)}) \in L^k$ unde „n" este indice de iterație.

---

* Aici cuvîntul „distanță" este folosit numai pentru fixarea ideilor, funcțiile definite nesatisfăcînd axiomele distanței.

2. Studiul unei variante a metodei

Fie funcția simetrică $d : E \times E \to R^+$. Mulțimea D^* a aplicațiilor $D : P \times P \times d^* \to R^+$ o vom defini astfel:

$$D = \{D/(\forall)X, Y \in P, D(X, Y) = \sum_{x \in X} \sum_{y \in Y} d(x, y)\}$$

Fie aplicația $g : I \times L^k \to P$ definită astfel:

$$g(i, L) = \{x \in E/D(x, E_i) < D(x, E_j), (\forall)\, j \neq i : j = 1 \ldots k\}$$

unde $I = \{j/1 \leqslant j \leqslant k, j$ întreg$\}$ și $L = (E_1, E_2, \ldots E_k)$.

Obs. În practică pentru o precizie a calculelor suficient de mare se întîmplă foarte rar să avem $D(x, E_i) = D(x, E_j)$, $i \neq j$ ceeace justifică ipoteza : D, E vor fi astfel încît să avem :

$$D(x, E_i) \neq D(x, E_j)\ (\forall)\ i, j \in I, i \neq j$$

Astfel vom putea defini funcția de agregare — ecartare :

$$R(x, i, L, D) = D(x, g(i, L))\ (\forall)\ (x, i, L, D) \in E \times I \times L^k \times D^*$$

Vom arăta că funcția astfel definită este „pătrată" ceea ce atrage după sine convergența procesului.

Propoziție. Funcția $D(x, g(i, L))$ este o funcție de agregare — ecartare „pătrată."

Demonstrație :

$$S(L, L) = \sum_{j \in I} s(E_j, L) = \sum_j \sum_{x \in F_j} R(x, j, L, D) =$$

$$= \sum_j \sum_{x \in F_j} D(x, g(j, L)) = \sum_j \sum_{x \in F_j} \sum_{y \in g(j, L)} d(x, y)$$

dar cum d este o funcție simetrică avem :

$$S(L, L) = \sum_j \sum_{x \in E_j} \sum_{y \in g(j, L)} d(y, x) = \sum_j \sum_y \Big(\sum_{x \in E_j} d(y. x) \Big) = \sum_j \sum_y D(y, E_j)$$

Pe de altă parte :

$$S(L, M) = \sum_j s(E, M) = \sum_j \sum_{x \in E_j} R(x, j, M, D) = \sum_j \sum_{y \in g(j, M)} D(y, E_j)$$

deci va trebui să arătăm că :

$$\sum_j \sum_{y \in g(j, L)} D(y, E) \leqslant \sum_j \sum_{y \in g(j, M)} D(y, E_j)$$

Să luăm un termen oarecare din primul membru al relației, fie $D(\tilde{y}, E_j)$ unde $\tilde{y} \in g(j, L)$; dar cum $g(j, L)$ formează o partiție a lui E pentru $1 \leqslant j \leqslant k$,

va exista în mod necesar un termen în y în membrul doi. El se poate prezenta sub una din formele:

$$1 \to D(\tilde{y}, E_j)$$

$$2 \to D(\tilde{y}, E_k) \; k \neq j$$

În plus tot din faptul că $g(j, L)$ reprezintă o partiție a lui E va exista în membrul stîng un singur termen în y. Inegalitatea este deci adevărată, raționamentul repetîndu-se pentru oricare alt termen al membrului stîng.

Pe baza definiției date în § 1, rezultă că funcția de agregare-ecartare definită mai sus este «pătrată» și deci șirul $(L_n)_{n \in N}$ converge și limita sa este un optim local (vezi teorema § 1).

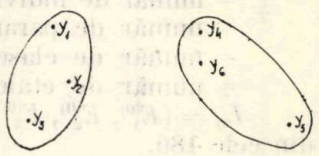


Fig. 1

Obs. $S(L_n, L_n)$ exprimă de fapt apropierea dintre $E_j^{(n)}$ și $g(j, E_j^{(n)})$ pentru $(\forall)\; j = 1, \ldots k$ și deci gradul de agregare al claselor obținute. Astfel putem considera că în cadrul convergenței cantitatea $S(L, L)$ va avea rolul de criteriu de optimalitate și deci vom putea obține o soluție din ce în ce mai bună prin comparare pentru diferite alegeri inițiale L_0.

Pentru a fixa ideile vom da un *exemplu*.

Fie $E = \{y_1, y_2, y_3, y_4, y_5, y_6\}$ mulțimea de puncte de clasificat din fig. 1

Vom lua pentru d — distanța euclidiană, iar D va fi definită ca în § 2 adică:

$$D(X, Y) = \sum_{x \in X} \sum_{y \in Y} d(x, y) \; (\forall) \; x, y \in E$$

Vom lua $k = 2$ (unde k reprezintă numărul claselor cerute) și fie $L,\ M \in L^2$ notate astfel:

$L = (E_1, E_2)$, $M = (F_1, F_2)$ unde E_i și F_i $(i = 1, 2)$ le definim astfel:

$$E_1 = \{y_1, y_2\};\quad E_2 = \{y_5, y_4\};\quad F_1 = \{y_1, y_4\};\ F_2 = \{y_3, y_5\}$$

Din figură se observă că:

$$g(1, L) = \{x \in E / D(x, E_1) < D(x, E_2)\} = \{y_1, y_2, y_3\}$$

$$g(2, L) = \{x \in E / D(x, E_2) < D(x, E_1)\} = \{y_4, y_5, y_6\}$$

$$g(1, M) = \{x \in E / D(x, F_1) < D(x, F_2)\} = \{y_1, y_4, y_2\}$$

$$g(2, M) = \{x \in E / D(x, F_2) < D(x, F_1)\} = \{y_3, y_5, y_6\}$$

$$S(L, L) = \sum_{x \in E_1} \sum_{y \in g(1, L)} d(x, y) + \sum_{x \in E_2} \sum_{y \in g(2, L)} d(x, y)$$

Analog se calculează $S(L, M)$. Se observă de pe figură că $S(L, L) \leqslant S(L, M)$. Tot de pe figură se observă că partiția obținută plecînd de la $L = g(1, L)$, $g(2, L))$ constituie o soluție mai bună a problemei, decît cea obținută plecînd de la $M = (g(1, M), g(2, M))$.

§ 3. *Programul de calcul* [12]

Modelul prezentat la § 2 a fost programat. Programul conține:

— la intrare: a) tabloul datelor
b) numărul maxim de clase cerute: k
c) numărul de etaloane pe clasă: $m = \text{card}\ (Ei)$

— la ieșire : a) partiția obținută $C_1, C_2, \ldots C_k$
b) nucleul E_i al fiecărei părți C_i.

— test de convergență : dacă p este par, calculele se opresc cînd

$$\left|1 - \left(\frac{U_{p+1}}{U_p}\right)\right| < \varepsilon$$

— distanța utilizată : distanța euclidiană, distanța Φ^2. [13]

Ca exemplu numeric s-a considerat o figură plană formată din 180 de puncte : [fig. 2]. În acest caz la intrare avem :

— număr de indivizi : 180
— număr de parametrii : 2
— număr de clase cerute : 3
— număr de etaloane pe clasă : 20

$L_0 = (E_1^{(0)}, E_2^{(0)}, E_3^{(0)})$ este definit de 60 de puncte alese la întîmplare din cele 180.

În cursul iterațiilor succesive vom obține pentru șirul (u_n) următoarele valori :

$$u_0 = 870.5\,;\quad u_1 = 189{,}1\,;\quad u_2 = 150{,}1\,;\quad u_3 = 124{,}4\,;\quad u_4 = 113{,}3$$

$$u_5 = 108{,}4\,;\quad u_6 = 106{,}3\,;\quad u_7 = 105{,}6\,;\quad u_8 = 105{,}5.$$

Convergența șirului u_n : la a patra și la a cincea iterație se obțin aceleași etaloane, deci șirul converge la a patra iterație.

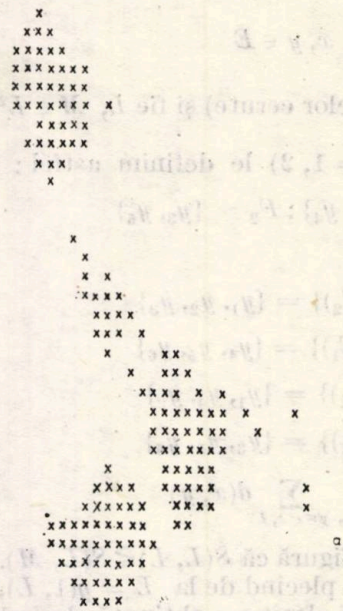


Fig. 2 Mulțimea de 180 de puncte ce urmează a fi clasificată

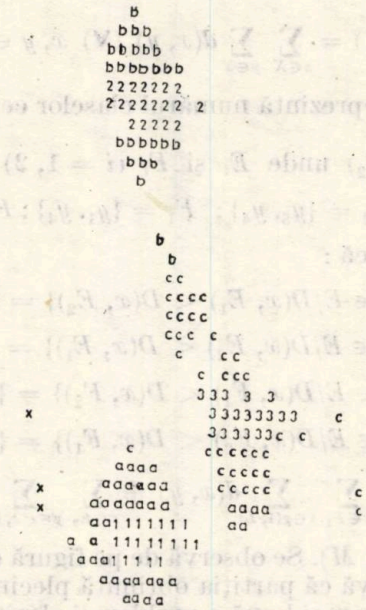


Fig. 3 Prima iterație (literele a și b corespund celor două clase apărute)

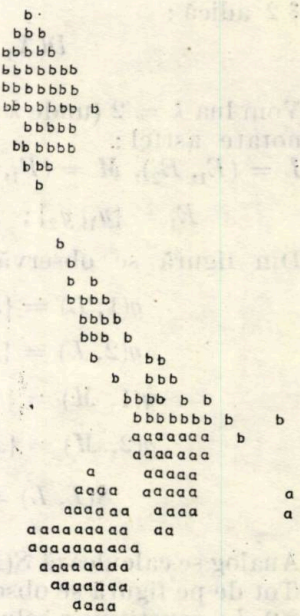


Fig. 4 A patra iterație (literele a, b, c corespund etaloanelor claselor corespunzătoare)

Clasele obținute : la prima iterație nu se obțin decît două forme [fig. 3] și etaloanele fiecărei clase sînt foarte dispersate ; la a patra iterație [fig. 4] se obțin trei clase.

Stabilitatea metodei în funcție de numărul de etaloane și de alegerea lui L_0 : am variat numărul de etaloane alese la întîmplare din 10 în 10 pînă la 50 ; Se remarcă stabilitatea metodei pentru un număr de etaloane mai mare sau egal cu 20 oricare ar fi alegerea lui L_0.

BIBLIOGRAFIE

1. *Constantinescu, P.*, Computer Journal, ian. 1966.
2. *Constantinescu, P.*, Studii și Cercetări de Calcul Economic și Cibernetică Economică, Nr. 3, 1967.
3. *Rao, M. R.*, Cluster Analysis and Mathematical Programming Journal of the American Statistical Association, sept. 1971.
4. *Lerman, I. C.*, 1970 Les bases de la classification automatique.
5. *Ruspini, E. H.*, Information Sciences, 2, 1970.
6. *Bonner, R. E.*, I.P,.M. Journal, ian. 1974.
7. *Watanabe, S.*, Knowing and Guessing. John Viley, 1969.
8. *Sokal, R. R., Sneath, P. H.*, Numerical Taxonomy, 1963.
9. *Johnson, S. C.*, 1967, Psychometrica 32.
10. *Diday, E.*, The dynamic Clusters Methods and Optimization in non hierarchical — Clustering, Lectures Notes in Computer Science, IFIPTC 7 Optimization Conferences.
11. *Diday, E.*, Revue de Statistique Appliquée 1971.
12. *Cioară, E.*, Optimizare în clasificarea automată, manuscris pentru tipar.
13. *Beuzecri, J. P.* L'Analyse des données (I La Taxinomie), Dunod, 1976.

Une nouvelle méthode en classification automatique : la méthode des nuées dynamiques.

Parmi les algorithmes actuellement concernant la classification automatique, un intéret particulier représentent ceux qui se rapportent à la trouver une partition d'un ensemble fini d'objets qui optimise un certain critère parmi toutes les partition en k classes.

Cet ouvrage a pour but après la présentation de l'un de ces algorithmes, c'est à dire celui des ,,nuées dynamiques", l'étude d'une variante de celui pour qui on énonce et on démontre le théorème de convergence, en donnant aussi un exemple.

On y présente aussi le programme en langage FORTRAN réalisé pour cette variante de la méthode.

BULETINUL INSTITUTULUI POLITEHNIC „GHEORGHE GHEORGHIU-DEJ"
BUCUREȘTI
SERIA ELECTROTEHNICĂ
Tomul XLI — 1979, Numărul 2

FIZICĂ

C.Z.: 620.193:66.022.373
621.317

STUDIUL ELIPSOMETRIC AL ACȚIUNII ALCOOLULUI PROPARGILIC CA INHIBITOR DE COROZIUNE

DIANA MOISIL, G. MOISIL *

Se studiază evoluția filmului de alcool propargilic pe suprafețe de oțel, pe baza măsurărilor elipsometrice. Analiza curbei $\Delta = \Delta(\Psi)$ pune în evidență următoarele faze ale dezvoltării filmului: (1) film tranzitoriu bogat în hidrogen, (2) film transparent de inhibitor, cu conținut în hidrogen descrescător în timp, (3) film transparent, de inhibitor, (4) film stabil de inhibitor, slab absorbant.

În articolul de față, se studiază cu ajutorul metodei elipsometrice [2, 3, 4] evoluția în timp a filmului inhibitor de coroziune, de alcool propargilic, pe suprafețele de oțel carbon și se încearcă, pe baza analizei rezultatelor experimentale să se stabilească mecauismul de fermare a acestui film.

Partea experimentală

Specimenele de oțel carbon OL 34 și OL 50 folosite au fost inițial rectificate pentru a se obține o planeitate cît mai bună și apoi polisate mecanic astfel încît să capete luciu oglindă, în acest fel reducîndu-se la minimum erorile elipsometrice datorate reflexiei incoerente. Înainte de începerea determinărilor, eșantioanele au fost degresate prin spălare cu benzen, alcool și acetonă, în trei cicluri, ultimul solvent fiind întotdeauna acetona.

După cum se știe, suprafața oțelului rămîne acoperită cu un film de oxid, de grosime de 1,5 la 2,5 nm, care nu poate fi înlăturat decît prin tehnici deosebit de complicate [2]. Întrucît în vederea determinării caracteristicilor filmului de inhibitor este necesară cunoașterea constantelor optice ale oțelului lipsit de film, acestea au fost măsurat indirect, folosind metoda elipsometrică descrisă în lucrarea [5]. S-au obținut următoarele valori pentru specimenele de oțel lipsite de film: indicele de refracție Drude $\bar{n}_2 = 2{,}74$ și coeficientul de absorbție Drude $\bar{k}_2 = 3{,}53$. Menționăm că, în limita erorilor experimentale, valorile obținute sînt aceleași atît pentru specimenele de oțel OL 34 cît și pentru cele de oțel OL 50. De altfel și în ceea ce privește toate celelalte rezultate experimentale date în acest articol, deosebirile între cele două tipuri de specimene sînt nesemnificative, astfel că în cele ce urmează o astfel de distincție nu va mai fi făcută.

Determinările elipsometrice s-au efectuat cu un elipsometru Gaertner 119, la lungimea de undă $\lambda = 546{,}1$ nm, sub un unghi de incidență $\varphi_0 = 67°$, specimenele fiind montate într-o celulă specială.

Manuscris predat redacției la data de 1 august 1978
* Șef lucrări dr.; Prof. dr. Catedra de fizică.

Erorile datorate celulei au fost corectate folosind metoda descrisă în lucrarea [5], iar pentru corectarea celorlalte erori, s-a procedat la mediera valorilor determinate în două cadrane [1]. Prelucrarea datelor experimentale s-a efectuat utilizîndu-se un algoritm adecuat [6], rulat pe un calculator Felix C—256.

După aceste operații preliminare, în celula în care specimenul fusese fixat în prealabil, s-a introdus o soluție de HCl 10%, $\rho = 1050$ kg/m^3, în care s-a dizolvat alcool propargilic cu o concentrație de 0,5%; soluția se prezintă transparentă cu un indice de refracție real $n_0 = 1{,}36$ la lungimea de undă $\lambda = 546{,}1$ nm și temperatura camerei, coeficientul de absorbție fiind nul. După introducerea soluției s-au măsurat mărimile elipsometrice Δ și Ψ la diferite momente, pe o durată totală de 24 de ore. Drept date de referință, s-au luat valorile $\Delta_0 = 118°77$ și $\Psi = 28°76$ ale mărimilor elipsometrice pe care le-ar fi prezentat specimenul complet lipsit de film, cufundat în soluția cu $n_0 = 1{,}36$ la incidența $\varphi_0 = 67°$. Aceste valori au fost obținute prin calcul din constantele optice Drude $\bar{n}_2$ și $\bar{k}_2$ ale specimenului fără film, determinate indirect, așa cum s-a arătat mai sus.

În figura 1, se arată o curbă tipică $\Delta = \Delta(t)$, luîndu-se ca origine a timpului momentul imersării specimenului în soluție. Menționăm, că întrucît durata măsurărilor în cele două cadrane este de circa 2 minute, stabilirea momentului la care se relevă valorile experimentale ale mărimilor elipsometrice este afectată de această imprecizie. Deși defazajul Δ este mărimea elipsometrică cea mai sensibilă la modificarea stării superficiale, totuși analiza curbelor $\Delta = \Delta(\Psi)$ permite obținerea unei informații mult mai bogate asupra cineticii filmului. O astfel de curbă tipică este

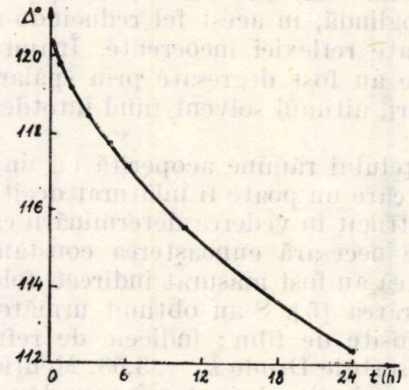


Fig. 1 — Variația defazajului Δ cu timpul

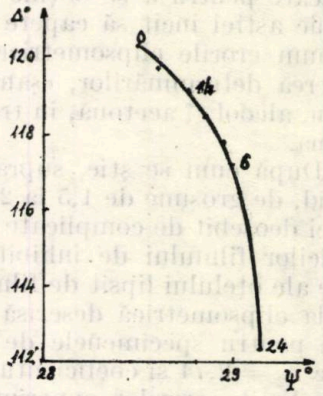


Fig. 2 — Diagrama $\Delta = \Delta(\Psi)$ pentru diferite momente

dată în figura 2 și analiza ei pune în evidență următoarele etape ale evoluției stării superficiale a specimenelor studiate:

1° Prima etapă se situează în intervalul de timp de cîteva minute cuprins între momentul imersării specimenului și încheierea relevării primei perechi de valori mediate ale mărimilor elipsometrice. Se constată că în această etapă valorile măsurate ale lui Δ sînt superioare valorii Δ_0, corespunzătoare suprafeței fără film, calculate așa cum s-a arătat mai sus.

2° În cea de a doua etapă, care se încheie la circa 1 oră de la imersare, mărimea Δ scade, atingînd la finele intervalului valoarea Δ_0. Observăm că scăderea lui Δ cu timpul nu urmează o lege logaritmică.

3° În cea de a treia etapă cuprinsă între 1 oră și 6 ore de la imersare, Δ ia valori inferioare lui Δ_0. Este de remarcat că atît în cea de a doua cît și în cea de a treia etapă, compararea curbelor experimentale $\Delta = \Delta(\Psi)$ cu curbele similare calculate arată că în ambele etape este vorba de un film transparent ($\bar{k}_1 = 0$).

4° În ultima etapă, cuprinsă între 6 ore și 24 ore de la imersie, Δ continuă să scadă, dar compararea curbelor experimentale cu cele teoretice arată că de data aceasta filmul încetează de a mai fi transparent prezentînd un coeficient de absorbție $\bar{k}_1 = 0,1$, lucru de altfel pus în evidență chiar de figura 2 unde se constată o schimbare a pantei curbei $\Delta = \Delta(\Psi)$.

Discuții

Modelul propus în scopul interpretării rezultatelor experimentale consistă dintr-un film monostrat omogen, cu fețe plane și paralele, lipsite de rugozități. După cum se știe [4], pentru un astfel de model, ecuația fundamentală a elipsometriei are forma

$$\operatorname{tg}\Psi \exp i\Delta = f(n_0\, \bar{n}_1, \bar{k}_1, d\,;\, \bar{n}_2, \bar{k}_2\,;\, \lambda, \varphi_0),$$

unde n_0 este indicele de refracție al soluției, $\bar{n}_1$, $\bar{k}_1$, respectiv $\bar{n}_2$, $\bar{k}_2$, constantele optice Drude ale filmului, respectiv ale suprafeței oțelului, iar d grosimea filmului.

Folosind algoritmul arătat în lucrarea [6] și luînd ca date de intrare valorile lui n_0, $\bar{n}_2$, $\bar{k}_2$, λ și φ_0 mai sus arătate și valori ale caracteristicilor filmului cuprinse în intervalele $\bar{n}_1 \in [1,28\,;\, 1,80]$ $\bar{k}_1 \in [0, 1]$, $d \in [0{,}20\ \text{nm}]$ se obțin la ieșire, mărimile elipsometrice corespunzătoare Δ și Ψ, cu care se pot construi familiile de curbe $\Delta = \Delta(\Psi)$. Compararea curbelor astfel calculate cu cele ridicate experimental sugerează mecanismul formării și al evoluției filmului de inhibitor. Menționăm că în cazul grosimilor foarte mici ale filmului, valorile $d = d(t)$ și $\bar{n} = \bar{n}_1(t)$ sînt nesigure, deoarece unei perechi Δ, Ψ nu îi mai corespund valori univoce ale variabilelor d și $\bar{n}_1$.

Cele 4 etape de evoluție a filmului puse în evidență de curbele $\Delta = \Delta(t)$ și $\Delta = \Delta(\Psi)$ pot fi interpretate în modul următor :

1° Procesele din etapa inițială pot fi interpretate dacă observăm că în această etapă valorile măsurate ale lui Δ sînt superioare valorii $\Delta_{oxid} = 1{,}14°$, care s-ar obține dacă specimenul imersat ar fi acoperit cu filmul de oxid existent anterior imersării și superioare valorii $\Delta_0 = 1{,}18°75$ care s-ar obține dacă specimenul imersat ar fi lipsit complet de filmul de oxid. Acest fapt sugerează că, încă în primele momente după imersare, filmul de oxid preexistent este dizolvat sub acțiunea acidului clorhidric și că imediat se formează un nou film, de altă natură cu caracter tranzitoriu. Deși la grosimi mici ale filmului precizia determinărilor este mai slabă, se poate totuși aprecia, din prelucrarea datelor experimentale, că este

vorba de un film de grosime inferioară valorii de 1 nm și că indicele de refracție al acestuia este 1,30. Indicele de refracție al alcoolului propargilic fiind $n_p = 1{,}43$ iar cel al soluției $n_0 = 1{,}36$ sugerează că fimul constă din alcool propargilic, fiind bogat în hidrogen care datorită efectelor superficiale nu a ajuns încă să formeze bule și să se degaje.

2° În cea de a doua etapă are loc sărăcirea filmului în hidrogen, atît datorită degajării hidrogenului, cît și datorită reducerii acțiunii acidului clorhidric, ca urmare a creșterii filmului inhibitor de alcool propargilic. Atingerea valorii $\Delta = \Delta_0$ la finele acestei etape nu înseamnă nicidecum absența totală a filmului, ci dimpotrivă arată că prin micșorarea conținutului în hidrogen indicele de refracție al filmului a ajuns egal cu cel al soluției. Variația nelogaritmică a defazajului Δ cu timpul, pledează pentru existența unui film a cărui compoziție variază în timp.

3° În a treia etapă, prezența filmului de inhibitor se face simțită tot mai accentuat prin scăderea mai lentă a pantei curbei $\Delta = \Delta(t)$. Acest fapt reiese foarte clar dacă se compară curba din figura 1, cu aceea corespunzătoare imersării eșantionului în soluție HCl 10%, dar fără inhibitor. În această etapă filmul rămîne încă transparent, panta curbei $\Delta = \Delta(\Psi)$ coincizînd cu aceea a curbei calculate pentru care $\bar{k}_1 = 0$.

4° În ultima etapă are loc stabilizarea filmului. Din figura 2 se vede că la trecerea la această etapă are loc o schimbare a pantei curbei $\Delta = \Delta(\Psi)$, aceasta suprapunîndu-se acum peste curba calculată pentru care $\bar{k}_1 \neq 0$. În final caracteristicile filmului sînt : $d = 7$ nm, $\bar{n}_1 = 1{,}6$, iar $\bar{k}_1 = 0{,}1$. Obținerea unor valori ale constantelor optice Drude ale filmului superioare valorilor $\bar{n}_p = 1{,}43$, $\bar{k}_p = 0$ ale alcoolului propargilic, sugerează că modelul filmului monostrat limitat de fețe plane este prea idealizat. În fapt, la încheierea procesului suprafața de separație film metal este o suprafață rugoasă, între metal și stratul de inhibitor intervenind un strat de tranziție de o structură foarte neomogenă care ar fi responsabil de valorile mari ale constantelor $\bar{n}_1$ și $\bar{k}_1$.

BIBLIOGRAFIE

1. *R. M. A. Azzam și N. M. Bashara*, J. Opt. Soc. *61* p. 773 (1971).
2. *J. Kruger*, „Applications of Ellipsometry to Electrochemistry" in „Advances in Electrochemistry end Electrochemical Engineering" *9* John Wiley and Sons. Inc. (1973), p. 227.
3. *J. Kruger* Corrosion *22*, 88 (1966).
4. *D. Moisil și G. Moisil* Teoria și practica elipsometriei, Ed. Tehnică București (1973).
5. *D. Moisil, D. Anghelescu și D. Mitan*, Revista de Chimie *29* Nr. 1 p. 63 (1978).
6. *L. Serbănați și D. Moisil*, St. Cercet. Fiz. *27* p. 233 (1975).

Ellipsometric Study of Propargyl alcohol Action as Corrosion Inhibitor

The propargyl alcohol film growth on steel surfaces is investigated, using ellipsometric data.

The analysis of the $\Delta = \Delta(\Psi)$ curve, shows the following phases of the film-growing process : (1) a transient film rich in hydrogen, (2) a transparent inhibitor film with time-decreasing hydrogen contents, (3) a transparent inhibitor film, (4) a stable inhibitor film, with small absorption.

BULETINUL INSTITUTULUI POLITEHNIC „GHEORGHE GHEORGHIU-DEJ"
BUCUREȘTI
SERIA ELECTROTEHNICĂ
Tomul XLI — 1979, Numărul 2

C.Z.: 537.22

ON THE ELECTROTRANSPORT PHENOMENA IN SnO THIN FILMS

CORNELIA MOȚOC, MARIA HONCIUC, IULIANA CUCULESCU *

Electrotransport phenomena occurring in amorphous SnO_2 films doped with Sb and submitted to d.c. electric fields during different periods of time are reported. It is shown that ions with negative effective charge are responsible for the structural film failures as for the resistence.

Introduction

Electromigration phenomena in thin films have been recently the subject of several theoretical and experimental investigations [1, 2, 3, 4]. The interest in electrotransport in thin metallic films is due to the fact that phenomena ocurring under high current densities may be followed without considerable Joule heating. Besides, it has been shown that electrotransport is a potential cause of failure in integrated circuit metallization.

It is the aim of this paper to continue previous investigations concerning the electrotransport phenomenon in amorphous thin films of SnO_2 doped with antimony subjected to high electric fields during different periods of time [5].

Ion migration studies under d.c. electric field were performed using optical and scanning electron microscope techniques; structural changes in these films starting from the initial failures occuring under low fields (or rather low current densities) to ultimate damage and catastrophic film breakdown were followed in time.

Experimental

Thin SnO_2 films were obtained using a vapour reaction technique previously described [5]. Antimony was introduced as dopant during film deposition by adding $SbCl_3$ to the spraying solution (1.5—5.0 % mol. vol.).

As shown by X-ray diffraction, films with thicknesses less than 800 Å were amorphous (Fig. 1). Optical investigations revealed a structure typical for sputtered films while X-ray activation techniques a random repartition of Sb (Fig. 1).

Manuscript received 14 November 1978
* Prof. dr.; Lecturer dr; Lecturer dr. Physics Department.

Structural changes induced by electrotransport.

Microscopic investigations of SnO_2 thin films subjected to d.c fields revealed structural changes in the vicinity of the cathode. When an electric field of 1.6×10^3 V/m was applied during two hours to films of $R = 620$ ohm/square, migration of Sb near the cathode gives rise to a depletion zone as shown in Fig. 2. Its existence is confirmed even by

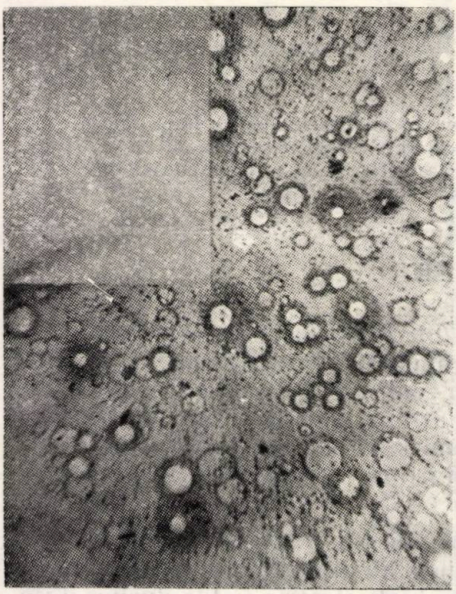


Fig. 1 Optical micrograph of SnO_2 as obtained after vapour reaction sputtering; top-left: x-ray activation pattern indicating Sb repartition.

Fig. 2 Optical micrograph of SnO_2 thin film (thickness 700 A) subjected to E = 2.000 × $\times 10^3$ V/m at 200 °C

visual examination: a change in the colour of the thin film is easily noticed.

When higher fields are applied, the depletion zone is enchanced and serious damage occurs in the film; this consists in dendritic growth of metallic ion precipitations, as shown in Fig. 3. These dendrites are better revealed with the aid of scanning electron microscopy, as may be seen in Fig. 4.

Under high electric fields, when the system film-substrate is at the same time heated by Joule effect to 200—400°C, damage of the quartz or glass substrate takes place and finally, the film breakdown (Fig. 5).

Resistivity changes

Resistivity measurements of different portions of the SnO_2 films were performed with the aid of a Y—WTK 1 bridge.

The field was applied on the whole film length, the contacts of silvered copper foils were pressed on the film. After field removal, resistances from cathode to a mobile measuring electrode were determined from milimeter to milimeter.

In all cases the determinations were performed after d.c. treatments, followed by cooling the substrate to room temperature (21°C). Fields of

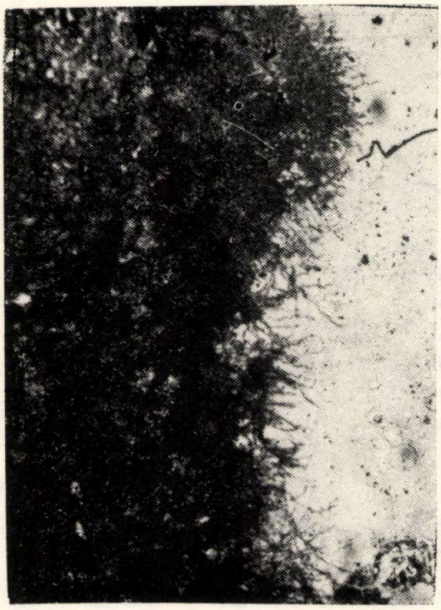


Fig. 3 Dendrite precipitations in the cathode vicinity (700 A SnO_2 film wth 1.5 % Sb after beeing submitted to 2.4 $\times$ 10^3 V/m during 4 hours.)

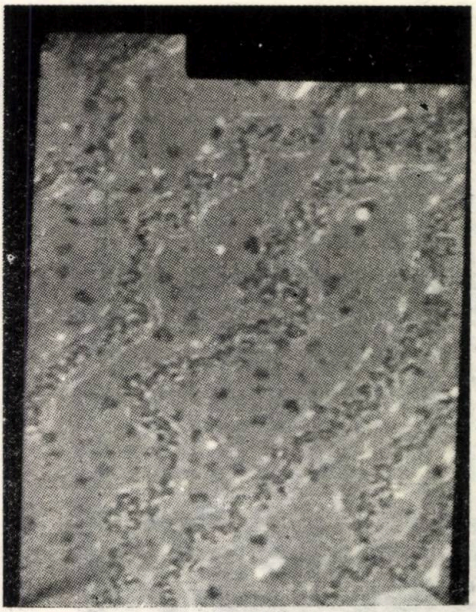


Fig. 4. Dendrite precipitations as shown by scanning electron microscopy; the same sample as in Fig. 3.

1.6 $\times$ 10^3 V/m to 2.4 $\times$ 10^3 V/m were applied during different periods of time.

When the experiments were performed under low electric fields ($<$1.6 $\times$ 10^3 V/m) and on films containing high percentages of Sb (5 %), a typical step for the electrotransport process appears in the cathode vicinity (for a 700 Å thick film, 50 mm long, this step is placed at 4.5 mm distance from cathode).

În Fig. 6 the film resistivity is plotted as a function of distance : cathode — measuring electrode. As it may be seen, the extension of the electrotransport step is about 6 mm and an important increase in resistance is produced in this region (More exactly, from 98 ohm to 15,000 ohm).

For samples with approximately the same resistivity values, subjected to the same d.c electric fields during 7 hours, depletion zones appearing at distances of V 7 mm from the cathode exhibit higher extensions (V 8 mm).

When higher than 2.4 $\times$ 10^3 V/m fields were applied, larger values in electrotransport step (V 14 mm) were obtained and, as shown in Fig. 7,

in this region there is an increase in resistivity of three order of magnitude when compared with the neighbouring regions.

For samples with lower Sb concentrations (1.5—3%) the results are the following: the electrotransport step is narrower (V 5 mm) and the relative increase in restivity one order of magnitude higher when compared to the previous cases. Such results are shown in Fig. 8. This is

Fig. 5. Film and substrate breakdown: $E = 2.4 \times 10^3$ V/m T=320, t=4 hours

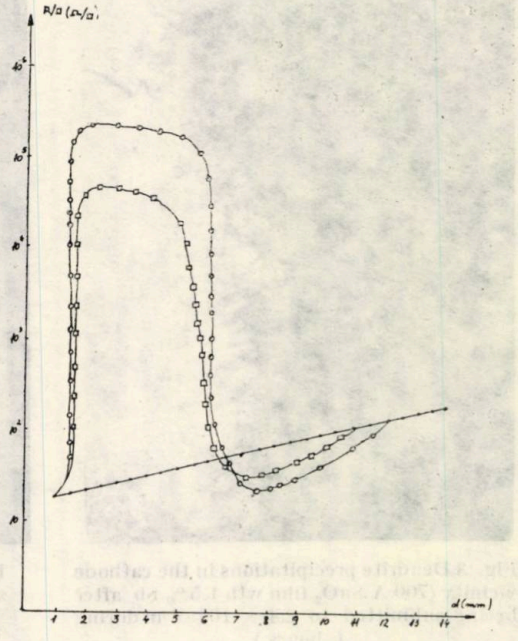


Fig. 6. Resistence as a function of the distance cathode-anode; 700 A SnO_2, film 5% Sb, $E = 1.6 \times 10^3$ V/m, T = 150°C full line: after 2 hours, dotted line: after 2 h

an indication for Sb migration from this region to the cathode. As known, in SbO_2 films both oxygen vacancies and Sb additions are responsable for good conduction; in films with lower Sb percentages, higher variations in resistivities are obtained as a result of Sb migration.

When the experiments are performed at lower fields and during shorter periods of time no spectacular increase in resistivity in the cathode vicinity is noticeable.

In all the experiments the temperature was followed with a thermocouple inserted in the sample subjected to d.c. fields; the heating by Joule effect was an increasing function of field strength and this fact is of importance in morphological changes occurring in these films.

Discussion

As known, atomistic theories of electro and thermotransport consider that the forces acting on a diffusing ion are the following : the dragging force, due to the electron wind and the force induced by the external

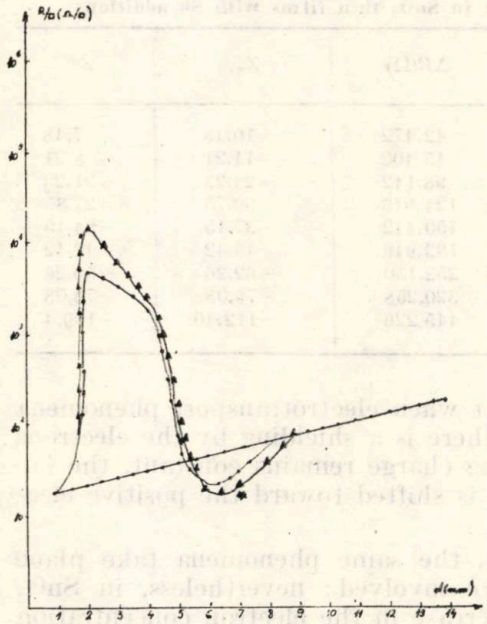


Fig. 7. Resitence as a function of the distance cathode-anode ; 700 A SnO_2 film ; 5 % Sb, E = $=2.4 \times 10^3$ V/m, T = 320°C dotted line : after 3 hours ; full line : after 4 hours

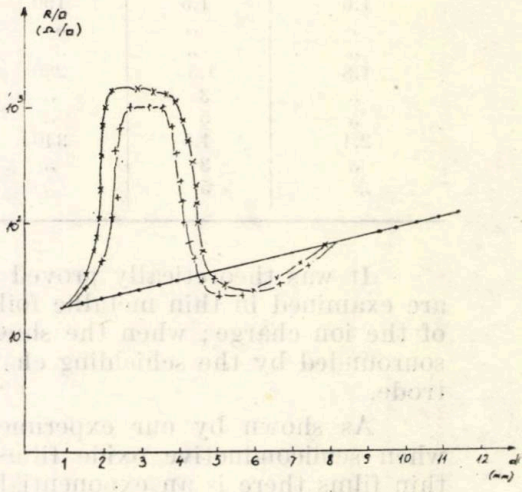


Fig. 8. Resistance as a function of the distance cathode-anode. 700 A SnO_2 film ; 1.5 % Sb , E = $= 1.6 \times 10^3$ V/m, T = 150°C ; dotted line : after 6 hours, full line after 4 hour

field. It was shown [1—3] that the movement of an ion is well explained by assuming the existence of an „effective ion charge" equal to :

$$Z^* = Z_i + Z_{in}$$

where Z_i is the charge of the i-type ion and Z_{ni} the charge number due to the interaction between the conduction electrons and the „activated" ion. On the other hand :

$$Z_{ni} = \frac{R_i}{c_i \rho}$$

where R_i is the increase in resistivity due to impurity ion transport, c_i the relative concentration of the impurity ions and ρ the resistivity.

If R_i, c_i and ρ are known, the charge number may be calculated. We present in Table I the results obtained in our experiments for SnO_2 thin films containing different percentages of Sb and submitted to different d.c. fields.

In all cases the effective charge is negative and its value is rather high; this is an indication that in our experiments the migration of positive ions takes place from cathode to anode, i.e. in the opposite orthodox direction.

Table I

Charge number and effective ion charge in SnO_2 thin films with Sb additions

E (V/m) $\times 10^3$	Sb %	T(°C)	$\Delta R(\Omega)$	Z_{ni}	Z^*
1.6	1.5	150	42,472	−10,48	− 7,48
,,	,,	,,	45,402	−11,21	− 8,21
,,	,,	,,	98,142	−24,23	−21,23
1.8	1.5	280	124,946	−30,75	−27,85
,,	3	,,	150,442	−37,15	−34,15
,,	5	,,	183,946	−45,42	−42,42
2.4	1.5	340	252,150	−62,26	−59,26
,,	3	,,	320,258	−79,08	−76,08
,,	5	,,	445,226	−112,40	−109,4

It was theoretically proved that when electrotransport phenomena are examined in thin metallic foils, there is a shielding by the electrons of the ion charge; when the shielding charge remains constant, the ion sourounded by the schielding charge is shifted toward the positive electrode.

As shown by our experiments, the same phenomena take place when semiconductive oxide films are involved; nevertheless, in SnO_2 thin films there is an exponential increase in the electron concentration with temperature.

This is the reason why the charge number Z_{ni} increases and, as a result of this, the effective charge Z^* exhibits a negative sign.

From these experiments we may conclude that current theories of electro- and thermotransport processes may be extended to include both phenomena occurring in metals and semiconductors.

REFERENCES

1. *V. B. Fisk*, Fiz. Tverd. Tela 1, 16 (1959); *16*, 1589 (1964).
2. *V. B. Fiks*, Yonnaia Provodimostj v Metallakh i Poluprovodnikhoh, Izd. Nauka, Moskow (1969)
3. *U. Gerl*, J. Chem. Phys. Solids *28*, 725 (1967).
4. *P. S. Ho*, J. K. *Howard*, J. Appl. Phys. *45*, 3229 (1974).
5. *C. Moţoc, M. Honciuc, I. Cuculescu* St. şi Cercet. Fiz. *27*, 6, (1976).

Fenomene de electrotransport în straturi subţiri de SnO_2

Sînt descrise fenomenele de electrotransport în filme de SnO_2 dopate cu stibiu şi supuse unor cîmpuri electrice statice diferite perioade de timp. Se arată că ionii cu sarcină negativă sînt responsabili pentru defectele structurale, care duc la deteriorarea stratului precum şi pentru variaţiile de rezistenţă.

BULETINUL INSTITUTULUI POLITEHNIC „GHEORGHE GHEORGHIU-DEJ"
BUCUREȘTI
SERIA ELECTROTEHNICĂ
Tomul XLI — 1979, Numărul 2

ELECTROTEHNICĂ

CALCULUL CURENȚILOR DE SCĂPĂRI DIN POMPA ELECTROMAGNETICĂ DE CURENT CONTINUU CU CANAL DUBLU

DUMITRU STANCIU *

În lucrare se calculează mărimea curenților de scăpări din pompa electromagnetică de curent continuu cu canal dublu, care vehiculează metalul lichid într-un circuit închis. Sînt deasemenea studiați factorii care influențează mărimea curenților de scăpări.

În pompele electromagnetice de curent continuu, fenomenul de reacție a indusului provoacă o repartiție neuniformă a cîmpului magnetic și a densității de curent în masa de metal lichid din zona activă (de sub polul magnetic), conducînd la o reducere însemnată a presiunii dezvoltate de pompă, la sporirea pierderilor Joule și la micșorarea randamentului.

Pentru a evita aceste consecințe se utilizează tipuri constructive de pompe care elimină fenomenul de reacție a indusului. Unul din aceste tipuri este cel prezentat în fig. 1. Un asemenea tip de pompă se utilizează pentru vehicularea metalului lichid care are rol de agent termic în schimbătoarele de căldură din reactoarele nucleare. Într-o asemenea construcție, în anumite condiții, este posibil ca un mare procent din curentul I care pătrunde în zona activă din canalul superior, să ajungă în zona activă din canalul inferior prin metalul lichid și nu prin electrodul de întoarcere. Curenții de scăpări I_{S1} și I_{S2} nu contribuie la producerea presiunii în pompă ci provoacă numai pierderi Joule care duc la scăderea randamentului. Este deci necesar ca să se determine factorii care influențează mărimea curenților I_{S1} și I_{S2}, pentru a se putea acționa asupra lor, în scopul diminuării maxime a acestor curenți.

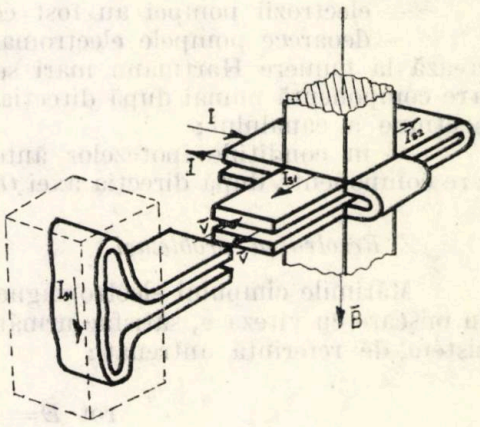


Fig. 1

Model teoretic și ipoteze de calcul.

Modelul teoretic folosit pentru rezolvarea problemei studiate este prezentat în fig. 2.

Manuscris predat redacției 17 ianuarie 1979
* Asistent ing. Catedra Mașini electrice

S-au făcut următoarele ipoteze de calcul:

— dată fiind soluția constructivă aleasă, se consideră nulă componenta după direcția axei Oz a cîmpului magnetic de reacție a indusului;

— pentru a pune de acord modelul teoretic (desfășurat) cu modelul real prezentat în fig. 1, se ține seama că viteza $\bar{v}$ are același sens în ambele zone active iar inducția $\bar{B}$ (creată de înfășurarea de excitație) este orientată în sens opus axei Oz în zona activă superioară (considerată pe modelul desfășurat în regiunea $x < 0$) și în sensul axei Oz în zona activă inferioară (considerată pe modelul desfășurat în regiunea $x > 0$);

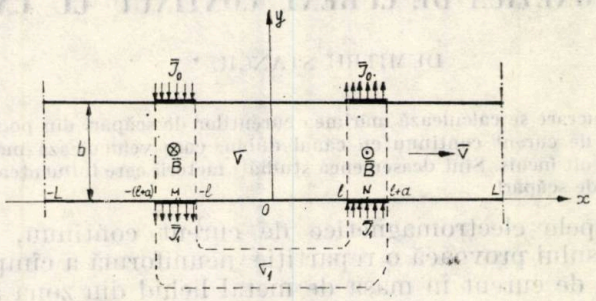


Fig. 2

— se consideră metalul lichid ca fiind un mediu omogen și izotrop avînd conductivitatea σ și permeabilitatea magnetică μ_0, iar electrodul de întoarcere (de asemenea omogen și izotrop) avînd conductivitatea σ_1 și permeabilitatea magnetică μ_0;

— se neglijează rezistența de contact dintre metalul lichid și electrodul de întoarcere;

— electrozii pompei au fost considerați echipotențiali;

— deoarece pompele electromagnetice de curent continuu funcționează la numere Hartmann mari se poate considera că viteza $\bar{v}$, care are componentă numai după direcția axei Ox, este constantă pe intreaga secțiune a canalului;

— în condițiile ipotezelor anterioare, densitatea de curent $\bar{J}$ nu are componentă după direcția axei Oz și nu este funcție de variabila „z".

Rezolvarea problemei

Mărimile cîmpului electromagnetic, din masa de metal lichid aflată în mișcare cu viteza $\bar{v}$, satisfac următorul sistem de ecuații, scrise într-un sistem de referință antrenat:

$$\text{rot } \bar{E} = -\frac{\partial \bar{B}}{\partial t}; \tag{1}$$

$$\text{div } \bar{J} = 0; \tag{2}$$

$$\bar{J} = \sigma(\bar{E} + \bar{v} \times \bar{B}); \tag{3}$$

Deoarece $\dfrac{\partial \bar{B}}{\partial t} = 0$ rezultă că:

$$\bar{E} = -\text{grad } V \tag{4}$$

Potențialul scalar V satisface o ecuație de forma :

$$\Delta V = 0 \tag{5}$$

Dată fiind simetria problemei, potențialul V admite următoarele condiții de regularitate :

$$V(x, y) = -V(-x, y) \tag{6}$$

$$V(0, y) = V(L, y) = 0 \tag{7}$$

Pentru a se putea rezolva problema, se impun următoarele condiții pe frontieră pentru componenta densității de curent $\bar{J}_y$:

$$J_y = \begin{cases} -J_0 \text{ pentru } x \in [-l;\ -(l+a)];\ y = b \\ +J_0 \text{ pentru } x \in [l;\ l+a];\ y = b \\ -J_1 \text{ pentru } x \in [-l;\ -(l+a)];\ y = 0 \\ +J_1 \text{ pentru } x \in [l;\ l+a];\ y = 0 \\ 0 \text{ pentru } x \in (-l;\ +l) U(l+a;\ L)\, U(-l-a;\ -L);\ y = b \\ 0 \text{ pentru } x \in (-l;\ +l)\ U(l+a;\ L)\ U(-l-a;\ -L);\ y = 0 \end{cases} \tag{8}$$

Densitatea de curent J_1 fiind necunoscută se poate determina cu una din condițiile :

$$V_M - V_N = 0, \text{ dacă } \sigma_1 = \infty \tag{9}$$

sau :

$$V_M - V_N = \frac{J_1 l_1}{\sigma_1} \text{ dacă } \sigma_1 = \text{finit} \tag{10}$$

S-a notat cu l_1 lungimea medie a electrodului de întoarcere.

Trebuie remarcat faptul că pentru condiții de frontieră mixte (cînd se dau potențialele electrozilor) problema nu se poate rezolva.

Soluția ecuației (5), care ține seama de condiția (6), se obține prin metoda separării variabilelor și este de forma :

$$V = \sum_{\lambda} (A_\lambda \operatorname{ch} \lambda y + B_\lambda \operatorname{sh} \lambda y) \sin \lambda x \tag{11}$$

Impunînd soluției (11) condiția de periodicitate (7) se obține :

$$\lambda = \frac{k\pi}{L} \tag{12}$$

Pentru a putea impune condițiile pe frontieră se dezvoltă în serie Fourier, pe intervalul $[-L; +L]$, funcția (8) și termenul $\bar{v} \times \bar{B}$ din ecuația (3). Produsul vectorial $\bar{v} \times \bar{B}$ are componentă numai după direcția axei Oy și este definit, pentru modelul teoretic prezentat în fig. 2, astfel:

$$\bar{v} \times \bar{B} = \begin{cases} v \cdot B & \text{pentru } x \in [-l; -l-a]; y \in [0, b] \\ -v \cdot B & \text{pentru } x \in [l; l+a]; y \in [0, b] \\ 0 & \text{pentru } x \in [-L, L] - \{[-l; -l-a] \, U [l; l+a]\}; \\ & y \in [0, b]. \end{cases} \tag{13}$$

Impunînd condițiile pe frontieră se obțin următoarele expresii pentru constantele A_λ și B_λ:

$$A_\lambda = \frac{1}{\operatorname{sh} \lambda b} [\cos \lambda (a+l) - \cos \lambda l] \left[\frac{2J_0}{L\lambda^2\sigma} - \frac{2vB}{L\lambda^2} - \left(\frac{2J}{L\lambda^2\sigma} - \frac{2vB}{L\lambda^2} \operatorname{ch} \lambda b \right) \right] \tag{14}$$

$$B_\lambda = \left[\frac{2J}{L\lambda^2\sigma} - \frac{2vB}{L\lambda^2} \right] [\cos \lambda(a+l) - \cos \lambda l] \tag{15}$$

Aplicație numerică și interpretarea rezultatelor obținute.

Pentru o pompă avînd:

$L = 3$ m; $l = 0{,}1$ m; $a = 0{,}1$ m; $J_0 = 10^7$ A/m^2; $\sigma = 10^6\ \Omega^{-1}\text{m}^{-1}$; $b = 0{,}1$ m; $v = 5$ m/s; $B = 0{,}5$ T, s-a întocmit un program de calcul și s-au trasat următoarele caracteristici:

$$J/J_0 = f(a/b) \tag{16}$$

$$J/J_0 = f(l) \tag{17}$$

$$J/J_0 = f(\sigma_1/\sigma) \tag{18}$$

În cazul fiecărei caracteristici, cu excepția variabilei independente, ceilalți parametri ai pompei au fost considerați constanți, avînd valorile arătate mai sus.

Cele trei caracteristici sînt prezentate în figurile 3, 4 și 5.

Analizînd caracteristica prezentată în fig. 3 rezultă că valoarea curenților de scăpări este însemnată la pompele avînd un raport a/b subunitar.

Pentru raportul $a/b = 1$, $J = 0{,}88\, J_0$ adică la un curent absorbit de o pompă de 10.000 A, 1200 A reprezintă valoarea curenților de scăpări. Aceasta înseamnă că presiunea dezvoltată de pompă funcționînd cu curenți de scăpări reprezintă 88% din presiunea dezvoltată de o pompă ideală. (În care tot curentul absorbit este util).

Din caracteristica prezentată în fig. 4 rezultă necesitatea ca electrodul de întoarcere să fie realizat dintr-un material avînd conductivitatea mult mai mare decît cea a materialului lichid pompat.

În situația în care metalul lichid pompat are o conductivitate mare, apropiată de cea a cuprului (care se folosește de regulă pentru realizarea electrozilor) nu este recomandabil acest tip constructiv de pompă pentru

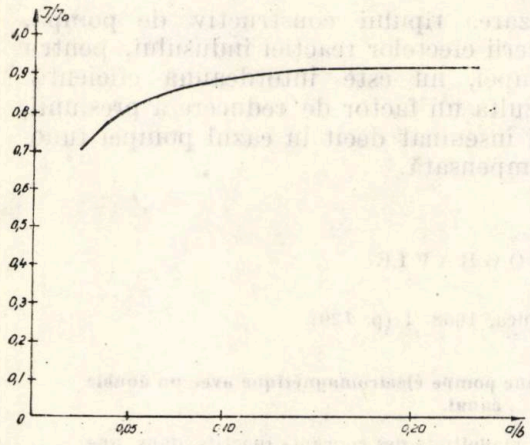


Fig. 3

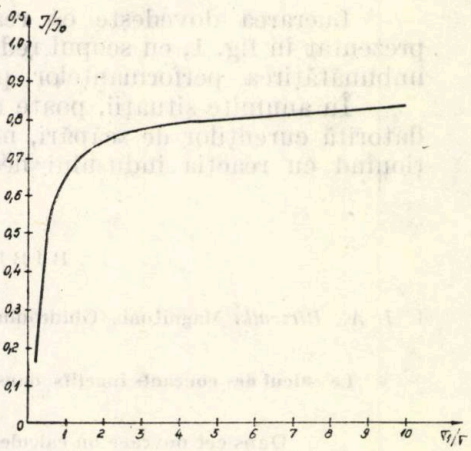


Fig. 4

înlăturarea efectelor reacției indusului. Se observă că pentru $\sigma_1/\sigma = 5$, în cazul unei pompe care absorbe un curent de 10000 A, valoarea curenților de scăpări este de 2000 A. Presiunea dezvoltată de pompa reală este în acest caz de 80% din presiunea dezvoltată de pompa ideală.

Caracteristica din fig. 4 poate furniza de asemenea informații cu privire la influența rezistenței de contact electrod de întoarcere—metal lichid asupra performanțelor pompei. O valoare ridicată a acestei rezistențe este echivalentă cu mișcarea lui σ_1 și sporirea intensității curenților de scăpări.

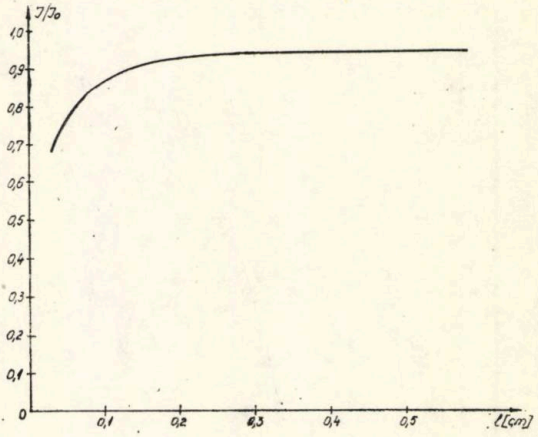


Fig. 5

Caracteristica din fig. 5 furnizează informații cu privire la influența parametrului l asupra performanțelor tipului de pompă studiat în lucrare. Se observă că pentru valori mari ale lui l raportul J/J_0 se apropie foarte mult de unitate.

O sporire considerabilă a dimensiunii l nu este eficientă deoarece conduce la o majorare inutilă a impedanței hidrodinamice a buclei de cir-

culație a metalului lichid fără să aducă creșteri însemnate ale raportului J/J_0. De exemplu, majorarea lui l de la 0,2 m la 0,5 m conduce la o variație a raportului J/J_0 între limitele 0,93—0,95.

Concluzii

Lucrarea dovedește că realizarea tipului constructiv de pompă, prezentat în fig. 1, cu scopul reducerii efectelor reacției indusului, pentru îmbunătățirea performanțelor pompei, nu este întotdeauna eficientă.

În anumite situații, poate rezulta un factor de reducere a presiunii, datorită curenților de scăpări, mai însemnat decît în cazul pompei funcționînd cu reacția indusului necompensată.

BIBLIOGRAFIE

1. *I. A., Birzvalk*, Magnitnaia Ghidrodinamica, 1968, 1 (p. 129).

Le calcul des courants inactifs dans une pompe électromagnétique avec un double canal.

Dans cet ouvrage on calcule la magnitude des courants inactifs dans une pompe électromagnétique au courant continu avec un double canal, que véhicule un métal liquide dans un circuit fermé. On étudie aussi les facteurs qui exercent une influence sur la magnitude de ces courants.

BULETINUL INSTITUTULUI POLITEHNIC „GHEORGHE GHEORGHIU-DEJ"
BUCUREȘTI
SERIA ELECTROTEHNICĂ
Tomul XLI — 1979, Numărul 2

ELECTRONICĂ

C. Z.: 621.313.2—9

BUCLA PLL DE REGLARE A TURAȚIEI UNUI MOTOR DE CURENT CONTINUU

C. RĂDOI, A. MURGAN, V. LĂZĂRESCU, P. BACINSCHI*

În lucrare se prezintă principiile de utilizare ale buclelor PLL de ordinul *p* 2 și 3 la reglarea turației motoarelor de curent continuu.

Este studiată problema stabilității sistemului de reglare. Rezultatele sînt particularizate pentru comandă cu amplificator de c.c. și redresor în punte comandat cu tiristoare, cu caracteristică de transfer liniară.

Este ridicat experimental graficul dependenței benzii de urmărire funcție de turația motorului de c.c.

Introducere

Principiul buclelor P.L.L. (phase locked loop — circuite cu reacție negativă de fază) a fost enunțat încă din anii '30, cu aplicații directe în sistemele de telecomunicații.

Evoluția tehnologiei de fabricație a componentelor electronice a permis în ultimii ani realizarea unor circuite integrate specializate și evident posibilitatea extinderii domeniului de aplicabilitate al circuitelor P.L.L. Astfel Volpe, G. [1] s-a ocupat de utilizarea buclelor de tip P.L.L. la controlul turației motoarelor sincrone, iar mai recent Moore, A.W [2] a utilizat pentru reglarea turației motoarelor de curent continuu bucle P.L.L. de tip numeric; Naresh, K. S și Norman, H. B. în [3] prezintă posibilitatea utilizării unor circuite P.L.L. convenționale cu detecție de fază analogică pentru reglarea turației micromotoarelor de curent continuu, precizia obținută fiind mai bună de 0,075%.

Precizia obținută face posibilă utilizarea sistemelor de reglaj a turației de tip P.L.L. într-o serie de aplicații unde se cere o acurateță mare ca de exemplu: la echipamentele periferice ale calculatoarelor, la prese pentru benzi perforate, la aparate de citire și înregistrare etc.

În această lucrare ne propunem ca pe lîngă sistemele enunțate în literatura de specialitate să prezentăm și posibilitatea utilizării unor bucle P.L.L. ce conțin și elemente de comutație, redresoare comandate cu tiristoare cu caracteristică de transfer liniară, mai ales avînd în vedere și rezultatele experimentale obținute. De asemenea vom încerca să prezentăm unele elemente de proiectare a unor asemenea bucle de reglaj.

1. Elemente de teoria P.L.L pentru sistem de reglare a turației motorului de curent continuu

În general buclele de reglare sînt sisteme cu reacție negativă. Astfel în fig. 1 este arătată o buclă P.L.L. convențională. Elementele componente sînt: detectorul de fază (*DF*), filtrul trece jos (*F*) și oscilatorul comandat cu tensiune (*OCT*), [4], [5], [6], [7].

Manuscris predat redacției la data de 16 septembrie

* Șef lucrări ing.; Conf. dr. ing.; Asistent ing. Ing.; Catedra Electronică aplicată

DF compară argumentul semnalului de intrare v_i cu argumentul semnalului de ieșire v_0 al *OCT*; v_d reprezintă o măsură a diferenței acestor argumente. *F* mediază semnalul de la ieșirea *DF* și astfel rezultă semnalul de comandă v_f pentru *OCT*; semnalul care prezintă un zgomot redus în urma trecerii prin filtrul de mediere *OCT* în absența semnalului de co-

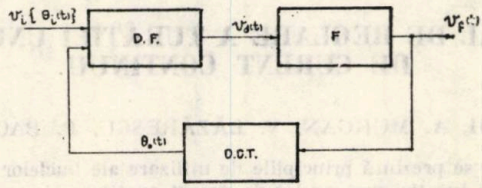


Fig. 1. Schema bloc PLL

mandă oscilează pe frecvența liberă de oscilație ω_{0L}. Sub acțiunea semnalului de comandă v_f, *OCT* își modifică frecvența de oscilație în sensul în care diferența dintre argumente $(\theta_i - \theta_0)$ se reduce; există totuși un defazaj constant între cele două semnale astfel încît semnalul de comandă să asigure deviația necesară față de frecvența de oscilație liberă.

Dacă K_0 [rad/V.s] este constanta *O.C.T.* și ω_0 frecvența de oscilație se poate scrie:

$$\Delta\omega = \omega_0 - \omega_{0L} = K_0 v_f(t) \tag{1}$$

Argumentul semnalului $v_0(t)$ devine:

$$\omega_0 t + \varphi_0 = \omega_{0L} t + \Delta\omega t + \varphi_0 = \omega_{0L} t + \theta_0(t) \tag{2}$$

și deci

$$\Delta\omega = \frac{d\theta_0(t)}{dt} \tag{3}$$

Presupunînd semnalul de intrare sinusoidal argumentul lui poate fi pus sub o formă similară

$$\omega_i t + \varphi_i = \omega_{0L} t + (\omega_i + \omega_{0L}) \cdot t + \varphi_f = \omega_{0L} t + \theta_i(t) \tag{4}$$

Dacă *DF* lucrează în regim liniar obținem la ieșirea sa

$$v_d(t) = K_d[\theta_i(t) - \theta_0(t)] \tag{5}$$

unde $K_d[V/\text{rad}]$ este constanta *DF*.

Acțiunea filtrului, *F* este pusă în evidență de relația:

$$L\{v_f(t)\} = F(p)L\{v_d(t)\} \tag{6}$$

unde $F(p)$ este funcția de transfer a filtrului, L — transformata Laplace.

Transformînd relațiile de mai sus în domeniul frecvențelor complexe se obține funcția de transfer a P.L.L.

$$H(p) = \frac{K_0 K_d F(p)}{p + K_0 K_d F(p)} \tag{7}$$

Pentru reglarea turației motoarelor de curent continuu putem obține o buclă similară de tip P.L.L. schema bloc fiind arătată în fig. 2. Elementele buclei de reglare sînt :

DF — detector de fază, *F* — filtru, *E* — element de execuție (amplificator de curent continuu, sau redresor comandat cu caracteristică de transfer liniară) motor de curent continuu și traductor numeric de turație. După cum se observă bucla de reglare este similară cu cea convențională descrisă anterior cu deosebirea de ordin al funcției de transfer.

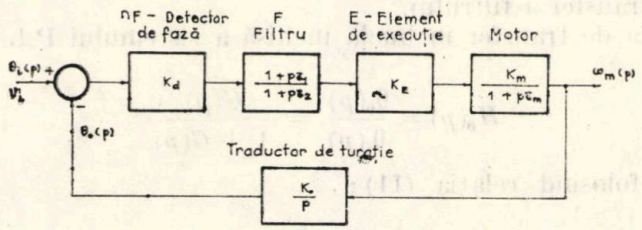


Fig. 2. Buclă PLL de reglare a motorului de c.c.

Pentru simplitate caracteristica de transfer a motorului este de ordinul unu, fapt care aproximează suficient de bine un motor de curent continuu ca element liniar și corespunde în cazul nostru necesităților de proiectare a buclei de reglare. Astfel funcția de transfer a motorului este :

$$H_n(p) = \frac{\mathrm{L}\{\omega_m(t)\}}{\mathrm{L}\{U_m(t)\}} = \frac{K_m}{1 + p\tau_m} \tag{8}$$

în care ω_m — viteza unghiulară de rotație, U_m — tensiunea aplicată motorului.

Testul de determinare a funcției de transfer vizează determinarea constantelor K_m și τ_m.

Traductorul de turație are o funcție de transfer de tip integral K_0/p, deoarece detectorul de fază lucrează cu fazele celor două semnale și faza este integrala vitezei de rotație. Cu elementele din fig. 2 rezultă expresia funcției de transfer a buclei de reglare :

$$H_{0w}(p) = \frac{\omega_m(p)}{\theta_m(p)} = \frac{pKF(p)}{p(1 + p\tau_m) + KK_0F(p)}, \tag{9}$$

unde amplificarea căii directe este :

$$K = K_d \cdot K_E \cdot K_m \tag{10}$$

Din relația (9) se observă că performanțele buclei de reglare depind considerabil de funcția de transfer a filtrului *F*, acesta determinînd în mare măsură stabilitatea și sensitivitatea sistemului. În funcție de parametrii buclei trebuie să se asigure, utilizînd mijloacele cunoscute — locul rădăcinilor, diagramele Bode, curbele Nyquist, sau altele — stabilitatea sistemului.

2. Caracteristicile buclei P.L.L. pentru reglarea turației motorului

Funcția de transfer în buclă deschisă a sistemului P.L.L. realizat este :

$$G(p) = \frac{\widetilde{K}}{p} F(p) \tag{11}$$

unde $\widetilde{K}$ este factorul de amplificare pe buclă $\widetilde{K} = K \cdot K_0$ iar $F(p)$ este funcția de transfer a filtrului.

Funcția de transfer în buclă închisă a sistemului P.L.L. este

$$H_0(p) = \frac{\theta_0(p)}{\theta_i(p)} = \frac{G(p)}{1 + G(p)} \tag{12}$$

sau, încă, folosind relația (11) :

$$H_0(p) = \frac{\widetilde{K} \cdot F(p)}{p + \widetilde{K} \cdot F(p)} \tag{13}$$

Vom studia cazul în care motorul constituie un filtru integrator și cazul în care se introduce un filtru suplimentar de corecție integrator și avans de fază.

2.1. *Buclă P.L.L. de ordinul 2 cu filtru integrator.*

În acest caz, filtrul integrator este constituit de însuși motorul a cărui turație se reglează, astfel încît funcția de transfer $F(p)$ devine

$$F(p) = \frac{1}{1 + p\tau_m} \tag{14}$$

unde τ_m este constanta de timp a motorului ; factorul de amplificare al motorului K_m fiind înglobat în $\widetilde{K}$.

Funcțiile de transfer în buclă deschisă (11) și în buclă închisă (12) devin :

$$G(p) = \frac{\widetilde{K}}{p(1 + p\tau_m)} \tag{15}$$

$$H_0(p) = \frac{K}{p(1 + p\tau_m) + \widetilde{K}} \tag{16}$$

Pulsația naturală ω_n și amortismentul ξ sînt [4], [5], []6, [7], [8] :

$$\omega_n = \sqrt{\widetilde{K}/\tau_m}\,; \quad \xi = \frac{1}{2} \cdot \frac{\omega_n}{\widetilde{K}} \tag{17}$$

Plaja de urmărire [4], [8] este

$$2\Delta\omega_L = 2 \cdot \tilde{K} \tag{18}$$

Pentru cazul nostru cu :

$\tau_m = 0{,}5$ s și $\tilde{K} = 65$ atunci se obțin următorii parametri :

$\omega_n = 11$ rad/s ; $\xi = 0{,}1$; $2\Delta\omega_L = 130$ rad/s

Plaja de urmărire în turație este

$$2\Delta n_L = 1200 \text{ rot/min}$$

Caracteristica fază-frecvență a funcției de transfer (15) este :

$$\Phi(\omega) = -90° - \text{arc tg } \omega \cdot \tau_m$$

La frecvența naturală ω_n se obține faza :

$$\Phi(\omega_n) \simeq -178°$$

ceea ce conduce la o margine de fază

$$\gamma = 180° + \Phi(\omega_n) = 2°$$

Se observă că, deși parametrii buclei P.L.. sînt satisfăcători marginea de fază fiind prea mică există pericolul instabilității sistemului de reglaj.

2.2. *Buclă P.L.L. de ordinul 3 cu integrator și avans de fază.*

Introducem în serie cu motorul un filtru integrator și cu avans de fază prezentat în fig. 3.

Funcția de transfer a întregului filtru ținînd cont și de filtrul constituit de motor este

$$F(p) = \frac{1 + p \cdot \tau_1}{(1 + p\tau_2)(1 + p \cdot \tau_m)} \tag{19}$$

unde

$$\tau_1 = R_4 C_2$$

$$\tau_2 = (\tilde{R}_3 + R_4) C_2$$

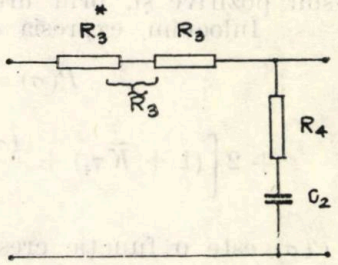


Fig. 3. Filtru integrator și cu avans de fază

Funcția de transfer în buclă deschisă (v. fig. 2) este

$$G(p) = \frac{\tilde{K} \cdot (1 + p\tau_1)}{p(1 + p\tau_m)(1 + p\tau_2)} \tag{20}$$

Funcția de transfer în buclă închisă $H_0(p)$ a sistemului P.L.L. este

$$H_0(p) = \frac{\tilde{K} \cdot (1 + p\tau_1)}{p(1 + p\tau_m)(1 + p \cdot \tau_2) + (1 + p \cdot \tau_1)} \tag{21}$$

Problema principală a utilizării unui asemenea filtru este stabilitatea sistemului. Analiza stabilității lui $H_0(p)$ dată de relația (9) se reduce, evident, la anliza stabilității lui $H_0(p)$. Ecuația caracteristică fiind de gradul 3 vom folosi o metodă analitică echivalentă metodei locului rădăcinilor [8], [9], [10].

Notăm numitorul lui $H_0(p)$ prin

$$D(p) = \tau_2 \cdot \tau_m p^3 + (\tau_m + \tau_2) p^2 + (1 + \tilde{K} \cdot \tau_1) p + \tilde{K} \tag{22}$$

Ecuația $D(\sigma + j\omega) = 0$ trebuie să nu aibă rădăcini complexe $\sigma + j\omega$ cu parte reală σ pozitivă. Anulînd părțile reală $Re\{D(\sigma + j\omega)\} = 0$ și imaginară $Im\{D(\sigma + j\omega)\} = 0$ se obțin ecuațiile

$$\tau_2 \cdot \tau_m \sigma^2 - 3\tau_2 \tau_m \omega^2 \sigma + (\tau_m + \tau_2)\sigma^2 + (\tau_m + \tau_2)\omega^2 + \\ + (1 + \tilde{K}\tau_1)\sigma + \tilde{K} = 0 \tag{23}$$

$$3\tau_2 \tau_m \sigma^2 \omega - \tau_2 \tau_m \omega^3 + 2(\tau_m + \tau_2)\sigma\omega + (1 + \tilde{K}\tau_1)\omega = 0 \tag{24}$$

Din ecuația (24) rezultă

$$\omega = 0$$

$$\omega^2 = 3\sigma^2 + \frac{\tau_m + \tau_2}{\tau_m \cdot \tau_2}\sigma + \frac{1 + \tilde{K}\tau_1}{\tau_m \tau_2} \tag{25}$$

Cazul $\omega = 0$ corespunde determinării rădăcinilor reale ale lui $D(p) = 0$. Cantitatea :

$$D(\sigma) = \tau_2 \tau_m \sigma^3 + (\tau_m + \tau_2)\sigma^2 + (1 + \tilde{K}\tau_1)\sigma + \tilde{K}$$

este întotdeauna pozitivă cînd $\sigma > 0$ deoarece constantele τ_1, τ_2, τ_m și $\tilde{K}$ sînt pozitive și, prin urmare, $D(p) = 0$ nu are rădăcini reale pozitive.

Înlocuim expresia (25) în (23) și obținem ecuația $P(\sigma) = 0$:

$$P(\sigma) = 8\tau_2 \tau_m \sigma^3 + 8(\tau_2 + \tau_m)\sigma^2 + \\ + 2\left[(1 + \tilde{K}\tau_1) + \frac{(\tau_2 + \tau_m)^2}{\tau_2 \tau_n}\right]\sigma + \frac{\tau_m + \tau_2}{\tau_m \tau_2}(1 + \tilde{K}\tau_1) - \tilde{K} = 0 \tag{26}$$

$P(\sigma)$ este o funcție crescătoare pentru $\sigma > 0$, $P(\sigma) \to +\infty$ cînd $\sigma \to \infty$. Pentru $\sigma = 0$,

$$P(0) = \frac{\tau_m + \tau_2}{\tau_m \cdot \tau_2} - (1 + \tilde{K} \cdot \tau_1) - \tilde{K} \tag{27}$$

Ecuația $P(\sigma) = 0$ are o rădăcină pozitivă dacă și numai dacă $P(0) < 0$, astfel încît bucla este instabilă dacă :

$$\frac{\tau_m + \tau_2}{\tau_m \cdot \tau_2}(1 + \tilde{K} \cdot \tau_1) - \tilde{K} < 0 \tag{28}$$

Pentru ca sistemul să fie stabil trebuie ca

$$\tau_1 > \frac{\tau_m \cdot \tau_2}{\tau_m + \tau_2} - \frac{1}{\widetilde{K}} \tag{29}$$

În același timp, pentru tipul de filtru ales subzistă relația

$$\tau_1 < \tau_2 \tag{30}$$

Pentru un factor de amplificare dat și constanta de timp a polului τ_2 aleasă suficient de mare pentru a realiza un filtru de bandă îngustă se alege constanta de timp a nulului în conformitate cu relațiile (29) și (30) ceea ce asigură stabilitatea sistemului.

Considerînd $\tau_1 = 1$ s, $\tau_2 = 5$ s, $\tau_m = 0{,}5$ s și $\widetilde{K} = 65$ s-au ales pentru schemele de experimentare următoarele valori pentru filtrul de corecție

$$C_2 = 50\ \mu F;\ R_4 = 20\text{k};$$

$$R_3 = 75\text{ k}$$

Diagramele Bode corespunzătoare funcției de transfer (20) sînt trasate în fig. 4. Rezultă o margine de fază $\gamma = 20°$.

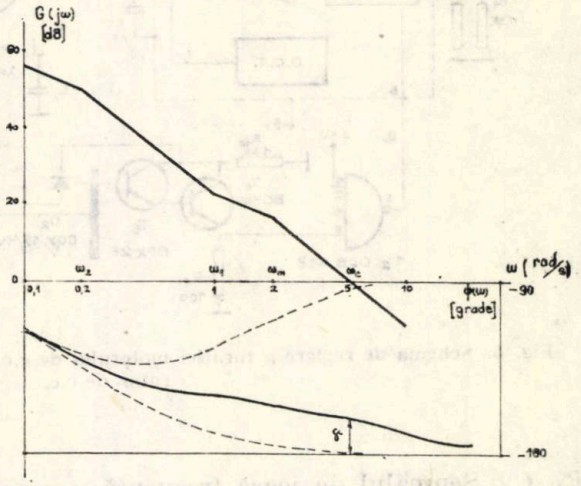


Fig. 4. Diagramele Bode ale buclei PLL de reglare a turației motorului de c.c.

3. Realizarea buclei de tip P.L.L. pentru reglarea turației unei motor de c.c.

Aplicarea principiului circuitelor P.L.L. la acționarea motorului de curent continuu se bazează pe introducerea acestuia într-o buclă P.L.L. cu rol de oscilator comandat în tensiune. În literatura de specialitate [2], se arată că astfel de sisteme pot realiza reglarea turației cu precizie de 0,002%. Sistemele P.L.L. de reglare au mai puține elemente decît sistemele clasice și realizează performanțe remarcabile. Ele își pot găsi aplicația în orice loc unde este necesară reglarea foarte precisă a turației, cu un sistem miniatural de mică putere și preț de cost redus.

În fig. 2 a fost arătată schema bloc de reglare pe principiul buclei P.L.L. Prezentăm în continuare două posibilități practice, care au fost realizate și experimentate de autori.

3.1. *Buclă de reglare de tip P.L.L. cu element de execuție, amplificator de c.c., fig. 5*

Semnalul de intrare sinusoidal $v_i(t)$, de amplitudine aproximativ 0,5 V, (mărime necesară ca *DF* să lucreze în zonă liniară, iar semnalul

de ieșire, v_d, să nu mai depindă prin amplitudine de cel de intrare) se compară în fază cu semnalul TTL, de la ieșirea traductorului de turație (borna 5). Semnalul dela ieșirea detectorului de fază, *DF*, este amplificat de *A* și aplicat la intrarea unui filtru trece jos format din rezistențele R_3^*, R_3,

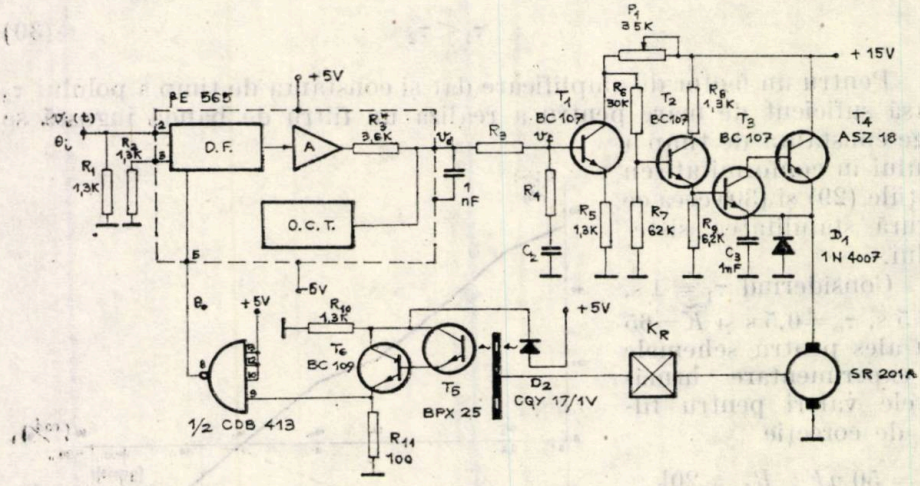


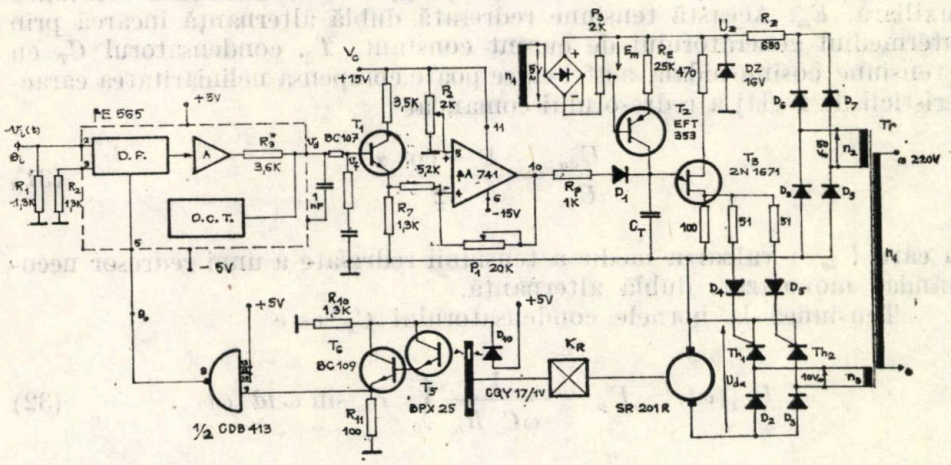
Fig. 5. Schema de reglare a turației motorului de c.c. cu element de execuție amplificator de c.c.

R_4, C_2. Semnalul de joasă frecvență, care conține informația cu privire la defazajul $\theta_i - \theta_0$, este amplificat de un etaj preamplificator de c.c cu tranzistoare T_1, T_2 și un etaj Darlington cu tranzistoarele T_3, T_4. Cu ajutorul potențiometrului P_1 se poate regla valoarea staționară a tensiunii la bornele motorului, dar și factorul de amplificare al amplificatorului, K_E, și deci al buclei, știind din teoria P.L.L. [4], [6] că banda de urmărire a buclei depinde de amplificarea în c.c. și de frecvența semnalului în buclă, problemă la care revenim în cadrul rezultatelor exeperimentale.

Una din problemele puse la realizarea buclei este traductorul de turație. Tahogeneratoarele convenționale produc o informație analogică cu privire la turație, avînd un preț de cost ridicat. În cazul nostru nu este posibilă utilizarea unui asemenea traductor de tip analogic, deoarece informația necesară buclei de reglare trebuie să fie periodică, deci traductorul trebuie să fie de tip numeric. Pe axul motorului s-a montat un disc cu fante, care obturează periodic funcție de viteza de rotație a motorului lumina produsă de dioda electroluminiscentă D_2. Fluxul luminos modulat în intensitate este transformat în semnal electric de fototranzistorul T_5 și amplificat de T_6. Dioda D_2 și fototranzistorul T_5 au fost alese astfel încît să aibe caracteristici spectrale apropiate. Impulsurile de la ieșirea tranzistorului T_6 sînt prelucrate de trigerul Schmitt realizat cu circuitul TTL, CDB 413, circuit introdus pentru îmbunătățirea fronturilor impulsurilor furnizate de traductorul fotoelectric de turație.

3.2. *Buclă de reglare de tip P.L.L. cu element de execuție redresor comandat cu tiristoare, cu caracteristică de transfer liniară.*

Schema din fig. 6 diferă de cea expusă anterior prin elementul de execuție. Acest mod de acționare a motorului de curent continuu extinde gama de utilizare a circuitelor P.L.L. Circuitul realizat este cu titlu experimental și arată posibilitatea utilizării unor bucle de reglaj și pentru



6. Schemă de reglare a turației motorului de c.c. cu element de execuție redresor comandat cu tiristoare.

motoare de puteri mai mari, unde alimentarea prin intermediul unui amplificator de c.c. de putere reprezintă un impediment. Problema care se pune însă este ca elementul inerțial pe care îl introduce redresorul comandat să nu afecteze stabilitatea și sensitivitatea buclei, fapt evident realizabil în situația în care constanta de timp a motorului este suficient de mare și amplificarea în buclă convenabilă. De exemplu în situația noastră constanta $\tau_m = 0{,}5$ sec, iar constanta $\tau_T = R_p \cdot C_T = 10^{-4}$ sec, perioada tensiunii redresate este 10^{-2} s.

Semnalul de la ieșirea filtrului trece jos, v_f, este aplicat unui etaj repetor pe emitor, cu impedanță de intrare mare și apoi prin intermediul unui amplificator operațional cu amplificare reglabilă prin P_1 și nivel de ieșire staționar prin P_2 ajunge la intrarea circuitului de comandă al redresorului în punte semicomandată cu tiristoare (Th_1, Th_2, D_2, D_3). Tensiunea de la ieșirea amplificatorului operațională, proporțională cu defazajul $\theta_i - \theta_0$, încarcă condensatorul C_T din emitorul tranzistorului unijoncțiune T_2, la o tensiune de prag U_p, încărcarea făcîndu-se cu o constantă de timp τ neglijabilă față de perioada tensiunii redresate. Putem considera că tensiunea de prag urmărește rapid variațiile de fază în buclă.

Tranzistorul unijoncțiune (TUJ) funcționează în zona cu rezistență negativă a caracteristicii $i_E = f(U_E)$ — unde i este curentul de emitor, iar U_E tensiunea de emitor — deci ca oscilator de relaxare comandat în tensiune. Impulsurile rezultate în baza 1 a TUJ-ului se aplică tiristoarelor Th_1, Th_2, acestea conducînd alternativ. Comanda tiristoarelor se reali-

zează cu un defazaj α, față de trecerea prin zero a tensiunii de alimentare a punții de redresare; unghiul de comandă α depinde de mărimea tensiunii de prag, U_p. Oscilatorul de relaxare cu TUJ este alimentat și sincronizat cu o tensiune redresată dublă alternanță ($D_6 - D_9$), limitată superior de dioda Zener, Dz.

Pentru a realiza o caracteristică de transfer liniară, $U_{d\alpha} = K_p U_p$, unde $U_{d\alpha}$ — tensiunea medie redresată ce se aplică motorului de c.c., Kp — constantă, U_p — tensiunea de prag, a fost introdusă tensiunea auxiliară, E_m. Această tensiune redresată dublă alternanță încarcă prin intermediul generatorului de curent constant, T_2, condensatorul C_T cu o tensiune cosinusoidală astfel că se poate compensa neliniaritatea caracteristicii de reglaj a redresorului comandat

$$\frac{U_{d\alpha}}{U_{d0}} = \frac{1 + \cos \alpha}{2} \tag{31}$$

în care U_{d0} — valoarea medie a tensiunii redresate a unui redresor necomandat monofazat, dublă alternanță.

Tensiunea la bornele condensatorului C_T este

$$U_{C_T}(\omega t) = U_p + \frac{1}{\omega C_T R_E} \int_0^{\omega t} E_m \sin \omega \, td\,(\omega t) \tag{32}$$

În momentul în care tensiunea pe condensator, U_{C_T} este egală cu tensiunea de anclanșare a TUJ-ului, ηU_z (η — coeficientul intrinsec de anclanșare, iar U_z — tensiunea de alimentare), în baza 1 a dispozitivului se obține un impuls de comandă defazat cu un unghi α față de trecerea prin zero a tensiunii de alimentare a punții semicomandate cu tiristoare.

Relația (32), cu condiția:

$$U_{C_T} = \eta U_z, \tag{33}$$

devine:

$$\eta U_z = U_p + \frac{E_m}{C_T R_E}(1 - \cos \alpha) \tag{34}$$

Introducînd relația (31) în (34) se obține:

$$\eta U_z = \frac{2E_m}{\omega C_T R_E} - \frac{2E_m}{\omega C_T R_E} \frac{U_{d\alpha}}{U_{d0}} \tag{35}$$

Punînd condiția de trecere prin origine a caracteristicii de transfer

$$\eta U_z = \frac{2E_m}{\omega C_T R_E} \tag{36}$$

se obține în continuare:

$$U_{d\alpha} = \frac{U_{d0}}{\eta U_z} U_p = K_p \cdot U_p \tag{37}$$

unde,

$$K_p = \frac{U_{d0}}{\eta U_z}$$

În situația actuală amplificarea elementului de execuție este:

$$K_E = K_A \cdot K_p \tag{38}$$

Trebuie remarcat faptul că pentru deducerea relației (37) am considerat toate elementele de circuit ca fiind ideale și că elementul de inerție introdus de grupul redresor-circuit de comandă se poate neglija. Aceste ipoteze simplificatoare nu introduc erori substanțiale în proiectarea sistemului.

Rezultate experimentale

Micromotorul de c.c. utilizat pentru testare este cu magnet permanent, are tensiunea nominală de alimentare $U_{mn} = 6$ v, curentul nominal $I_{mn} = 17$ mA, iar constanta $\tau_{mu} = 0{,}5$ sec. Motorul are incorporat un reductor de turație cu un factor de reducție, $K_R = 250$. Pe axul motorului este fixat, după cum a fost arătat, un disc cu $N = 100$ fante, astfel că factorul de transfer pe calea de reacție este:

$$K_0 = \frac{\omega_0}{\omega_m} = \frac{N}{K_R} \tag{38}$$

Constanta K_n[rad/s. V] are expresia:

$$K_n = \frac{\omega_m}{U_m} = \frac{2\pi f_0}{U_m K_0} \tag{39}$$

Pentru motorul cu reductor utilizat, $K_0 = 0{,}4$, iar în regim nominal de funcționare, $K_m = 100$ rad/v. sec. S-a obținut o precizie a reglării de turație mai bună de 0,025%, la o turație de 5 000 rot/min. În fig. 7 este arătată dependența benzii de urmărire (plaja de variație a turației la variația frecvenței semnalului de intrare pentru care bucla este în sincronism) funcție de turația motorului; se observă că odată cu creșterea vitezei de rotație a motorului scade banda de urmărire, fapt care nu intră în contradicție cu teoria generală a P..L.L [4], [5], [6], [7]. Banda de urmărire depinde de cîștigul de c.c. în buclă, iar pentru a regla

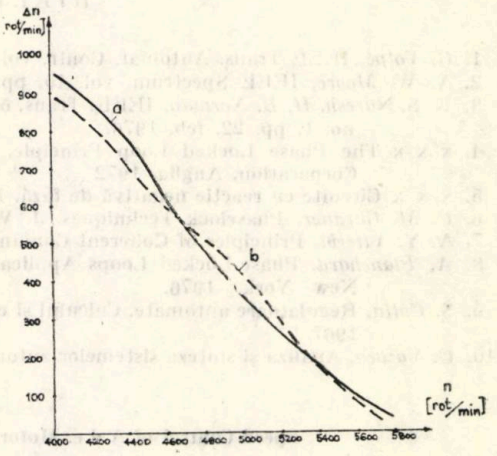


Fig. 7. Graficul de variație a plajei de urmărire, n, funcție de turația motorului de c.c.
a. cu element de ecuție amplificator de c.c.
b. cu element de ecuție redresor comandat.

turația de la valori mici la valori mari este necesar să se micșoreze factorul de amplificare, K_E. După cum reiese din graficele prezentate în fig. 7 se pot obține performanțe similare d.p.d.v. al benzii de urmărire prin utilizarea unui elemnt de execuție cu comutație statică în loc de un amplificator de c.c.

Concluzii

Bucla de reglare a fost proiectată și realizată cu utilizarea unui detector de fază de tip analogic ușor de obținut în cadrul circuitului integrat β E 565, fabricat de IPRS.

Traductorul de turație utilizat produce impulsuri de frecvență proporțională cu turația motorului, dar bucla de reglare nu poate fi considerată ca aparținînd unui sistem numeric [3], ci mai curînd hidrid.

În literatura de specialitate se afirmă că se poate obține o precizie a reglării de turație mai bună de 0,002% cu detector de fază numeric [2], dar sistemul respectiv este mai sofisticat și costisitor, raportul performanțe/preț de cost nefiind întotdeauna justificat.

Pentru circuitele prezentate, dacă se urmărește mărirea benzii de urmărire, precum și performanțele adequate de regim tranzitoriu, este necesar un calcul de acuratețe, al regimului de stabilitate, problemă care rămîne încă deschisă în cadrul unor asemenea bucle de reglare, de ordinul 3 sau mai mari.

Față de buclele de tip P.L.L. tratate în literatura de specialitate am întrevăzut posibilitatea extinderii domeniului de aplicație prin utilizarea unui element de execuție de tip redresor comandat, cu tiristoare cu caracteristică de transfer liniară, însă cu rezerva de aplicare a acestora în cazul unor motoare cu inerție suficient de mare.

BIBLIOGRAFIE

1. *G. Volpe*, IEEE Trans. Automat. Contr. vol. AC—15, pp. 88, 1970.
2. A. W. *Moore*, IEEE Spectrum, vol. 10, pp. 61, april 1973.
3. K. S. *Naresh, H. B. Norman*, IEEE, Trans, on Ind. Electr. and Contr. Instrum., vol. IECI, no. 1, pp. 22, feb. 1976.
4. x x x The Phase Locked Loop Principle, in Liniar Integrated Circuits, SIGNETICS Corporation, Anglia, 1972
5. x x x Circuite cu reacție negativă de fază. PLL Circuits IPRS Băneasa, 1977.
6. *F. M. Gardner*, Phaselock Techniques, J. Wiley, New York, 1966.
7. A. Y. *Viterbi*, Principles of Coherent Comunication, Mc. Graw-Hill, 1966.
8. *A. Blanchard*, Phase-Locked Loops Application to Coherent Receiver Design Y. Wiley, New York, 1976.
9. S. *Călin*, Regulatoare automate. Calculul și construcția. Ed. Didactică și Pedagogică, Buc. 1967.
10. *C. Vazaca*, Analiza și sinteza sistemelor automate liniare, Ed. Academiei RSR, Buc., 1961.

Speed Control of A d.c. Motor Using Phase Locked Lopp.

A practical implementation is described of the use of second and third order phase-locked loops for the control of a d.c. servomotor. The szability of both loops is studied. A plot of lock ranges versus motor speed is presented. A d.c. amplifier and S.C.R. bridge are utilized for driving a d.c. motor.

BULETINUL INSTITUTULUI POLITEHNIC „GHEORGHE GHEORGHIU-DEJ"
BUCUREȘTI
SERIA ELECTROTEHNICĂ
Tomul XLI — 1979, Numărul 2

ENERGETICĂ

C. Z.: 621.316.1:68.1.5.015.23

METODA PRACTICĂ PENTRU OPTIMIZAREA FUNCȚIONĂRII DE DURATĂ A SISTEMULUI ELECTROENERGETIC

GH. IACOBESCU, MARIA TUDOSE, MARIA NEAMȚU*

În lucrare se prezintă o metodă practică pentru optimizarea funcționării de durată a sistemului electroenergetic care constă în aplicarea originală a unor relații din domeniile programării dinamice și a programării liniare în numere întregi, astfel încît volumul de calcule necesitat să fie rezonabil.

Optimizarea funcționării de durată a sistemului electroenergetic constituie o problemă deosebit de complexă pentru a cărei rezolvare în literatura de specialitate s-au propus diverse metode [1], [2], [3].

În cadrul acestui articol se prezintă o metodă practică pentru optimizarea funcționării de durată a sistemului electroenergetic care constă în aplicarea originală a unor relații din domeniile programării dinamice și a programării liniare în numere întregi [4], [5], [6], astfel încît volumul de calcule necesitat să fie rezonabil.

1. Modelul matematic al optimizării funcționării de lungă durată a sistemului electroenergetic, model al programării dinamice

Se prezintă un model al funcționării optime de lungă durată care reflectă condițiile reale de funcționare ale sistemului și este asemănător modelelor matematice din programarea dinamică [4], [5].

În funcționarea sistemului electroenergetic pe un anumit interval de timp, se constată următoarele condiții de funcționare;

a. În fiecare moment t, puterea debitată de centrale trebuie să fie egală cu puterea cerută de consum.

b. Puterea debitată de fiecare centrală trebuie să fie cuprinsă între puterea disponibilă și puterea minimă tehnic, ambele limite fiind pozitive, sau să fie nulă.

c. Durata de utilizare a puterii disponibile este de obicei mai mică decît intervalul de timp considerat (în general 1 an) datorită reviziilor și reparațiilor.

d. Resursele la dispoziția centralelor pentru intervalul considerat sînt limitate.

Manuscris predat redacției la data de 16 decembrie 1978

* Prof. dr. ing; Șef lucrări dr. ing.; Asistent ing. Catedra de Rețele electrice.

c. Într-o funcționare optimă a sistemului electroenergetic, numărul de grupuri în funcțiune într-o centrală, pe parcursul subintervalelor de timp, trebuie să varieze astfel, încît să se obțină optimul de funcționare pe întreaga perioadă.

Fiecare grup al unei centrale electrice se tratează în mod independent. Se consideră ca „centrală electrică" partea din instalația electrogeneratoare care are grupuri identice. Într-o centrală electrică pot fi simultan în funcțiune de la 0 la n grupuri, în cazul în care centrala are n grupuri.

Intervalul de timp pe care are loc optimizarea se împarte în k subintervale, fiecare subinterval fiind caracterizat printr-o anumită caracteristică de sarcină.

Într-un sistem cu n centrale, numărul de grupuri cu care trebuie să funcționeze o centrală într-un anumit subinterval este necunoscut. Se consideră acest număr ca o variabilă care poate lua numai valori discrete.

Se notează această variabilă cu u_1 pentru prima centrală, cu u_2 pentru a doua centrală, ș.a.m.d.

În subintervalul oarecare k, prima centrală va funcționa cu $u_1(k)$ grupuri, a doua cu $u_2(k)$ grupuri, ș.a.m.d. Încărcările grupurilor se notează cu $P_1(k)$, $P_2(k)$, ..., $P_n(k)$, în care n este numărul total de centrale.

Pentru fiecare grup din centrală se presupune cunoscută caracteristica de cheltuieli în funcție de puterea produsă. Pentru simplificarea calculelor această caracteristică s-a presupus a fi liniară.

De asemenea, pentru fiecare grup în parte se cunoaște durata de nefuncționare a acestuia, determinată de necesitatea reviziilor sau reparațiilor.

Problema de optimizare care se pune este ca pentru o perioadă dată, de exemplu un an, să se realizeze o astfel de structură și de succesiune a grupurilor în funcțiune și o astfel de încărcare a acestora încît cheltuielile totale să fie minime, iar condițiile a, b, c și d de funcționare reală a sistemului să fie respectate.

Se fac notațiile :

$u_i(k)$ reprezintă numărul de grupuri din centrala i care funcționează în subintervalul k și constituie o variabilă de control sau decizie

$$[u(k)] = \begin{bmatrix} u_1(k) \\ u_2(k) \\ \cdot \\ \cdot \\ \cdot \\ u_n(k) \end{bmatrix}$$ — vectorul variabilelor de control sau decizie

$x_i(k)$ — numărul total de grupuri din centrala i care au funcționat în subintervalele de la 1 la $k-1$ inclusiv și constituie o variabilă de stare.

$x(k)$ — vectorul variabilelor de stare.

$P_{1d}, P_{2d}, \ldots, P_{nd}$ — puterile disponibile pentru fiecare grup din centralele $1, \ldots, n$

$P_s(1), \ldots, P_s(K)$ — valorile palierelor curbei de sarcină în intervalele $1, \ldots, K$

$r_1, \ldots, r_n$ — numărul de grupuri din centralele $1, \ldots, n$ care trebuie să iasă în revizie în intervalul de timp în care se face optimizarea.

$s_1, \ldots, s_n$ — durata de revizie pentru grupurile din centralele $1, \ldots, n$

$b_{0i} + b_{1i}P_i$ — caracteristica liniară de consum a unui grup din centrala i

B — cantitatea totală dintr-un anumit sort de combustibil ce poate fi consumată de toate centralele sistemului în intervalul de timp considerat pentru optimizare
B_i — cantitatea maximă de combustibil care poate fi livrată centralei i în intervalul de timp în care se face optimizarea
u_i^M — numărul maxim de grupuri din centrala i
P_{imint} — puterea minimă tehnic din centrala i
W_i — energia electrică pe care ar putea-o debita centrala i dacă ar funcționa cu puterea disponibilă un timp egal cu durata maximă posibilă de utilizare a acesteia
$\Delta t(k)$ — durata subintervalului de timp oarecare k
$K\Delta t$ — durata unui an în cazul egalității subintervalelor de timp.

Avînd în vedere aceste notații, condiția a se exprimă prin relația:

$$\begin{aligned}
&u_1(1)\,P_1(1) + u_2(1)\,P_2(1) + \ldots + u_n(1)\,P_n(1) = P_s(1)\\
&\vdots\\
&u_1(k)\,P_1(k) + u_2(k)\,P_2(k) + \ldots + u_n(k)\,P_n(k) = P_s(k)\\
&\vdots\\
&u_1(K)\,P_1(K) + u_2(K)\,P_2(K) + \ldots + u_n(K)\,P_n(K) = P_s(K)
\end{aligned} \tag{1}$$

Dacă toate grupurile sînt încărcate la puterea lor disponibilă, relațiile (1) devin:

$$\begin{aligned}
&u_1(1)P_{1d} + u_2(1)\,P_{2d} + \ldots + u_n(1)P_{nd} = P_s(1)\\
&\vdots\\
&u_1(k)P_{1d} + u_2(k)P_{2d} + \ldots + u_n(k)\,P_{ns} = P_s(k)\\
&\vdots\\
&u_1(K)P_{1d} + u_2(K)P_{2d} + \ldots + u_n(K)P_{nd} = P_s(K)
\end{aligned} \tag{2}$$

Condiția b se respectă prin satisfacerea restricțiilor:

$$\begin{aligned}
&0 \leqslant u_1(k) \leqslant u_1^M\\
&\vdots\\
&0 \leqslant u_n(k) \leqslant u_n^M
\end{aligned} \tag{3}$$

unde $k = 1, \ldots, K$

De asemenea este necesar ca la fiecare grup puterea produsă să fie cuprinsă între puterea minimă tehnic și puterea disponibilă:

$$\begin{aligned}
&P_{1\text{mint}} \leqslant P_1(k) \leqslant P_{1d}\\
&\vdots\\
&P_{n\text{mint}} \leqslant P_n(k) \leqslant P_{nd}
\end{aligned} \tag{4}$$

Condiția c se exprimă prin restricțiile:

$$\begin{aligned}
&u_1(1)P_1(1)\,\Delta t(1) + u_1(2)\,P_1(2)\Delta t(2) + \ldots + u_1(K)P_1(K)\Delta t(K) \leqslant W_1\\
&\vdots\\
&u_i(1)P_i(1)\Delta t(1) + u_i(2)P_i(2)\Delta t(2) + \ldots + u_i(K)P_i(K)\Delta t(K) \leqslant W_i\\
&\vdots\\
&u_n(1)P_n(1)\Delta t(1) + u_n(2)P_n(2)\Delta t(2) + \ldots + u_n(K)P_n(K)\Delta t(K) \leqslant W_n
\end{aligned} \tag{5}$$

Dacă duratele de timp ale subintervalelor sînt egale între ele, iar durata maximă de utilizare a puterii disponibile se consideră 1 an pentru toate centralele, relațiile (5) devin, în urma simplificării cu Δt:

$$\begin{aligned}
&\sum_{k=1}^{K} u_1(k)P_1(k) \leqslant Ku_1^M \cdot P_{1d}\\
&\vdots\\
&\sum_{k=1}^{K} u_i(k)P_i(k) \leqslant Ku_i^M \cdot P_{id}\\
&\vdots\\
&\sum_{k=1}^{K} u_n(k)P_n(k) \leqslant Ku_n^M \cdot P_{nd}
\end{aligned} \tag{6}$$

Oricare din relațiile (6) este satisfăcută cu semnul egal dacă pe toată perioada de optimizare (un an) în centrala electrică respectivă nu există nici un grup în revizie sau reparație, iar toate grupurile funcționează la puterea disponibilă. Cînd aceste condiții sînt îndeplinite pentru toate centralele, relațiile devin:

$$\begin{aligned}
&\sum_{k=1}^{K} u_1(k) = Ku_1^M\\
&\vdots\\
&\sum_{k=1}^{K} u_n(k) = Ku_n^M
\end{aligned} \tag{7}$$

În cazul în care pe perioada de optimizare în centrala i trebuie să se scoată în revizie r_i grupuri, iar revizia fiecărui grup durează un număr de s subintervale, relațiile (7) se modifică astfel:

$$\begin{aligned}
&\sum_{k=1}^{K} u_1(k) = Ku_1^M - r_1s_1\\
&\vdots\\
&\sum_{k=1}^{K} u_n(k) = Ku_n^M - r_ns_n
\end{aligned} \tag{8}$$

Condiția d, atunci cînd toate centralele consumă un singur fel de combustibil capătă forma :

$$\sum_{k=1}^{K}\sum_{i=1}^{n}[B_{0i}+b_{1i}u_i(k)P_i(k)]\,\Delta t(k)\leqslant B \tag{9}$$

Condiția e se îndeplinește odată cu realizarea procesului de optimizare.

O strategie oarecare $x_1(k+1),\ldots,x_n(k+1)$ trebuie să satisfacă ecuația :

$$P_{1d}x_1(k+1)+P_{2d}x_2(k+1)+\ldots+P_{dn}x_n(k+1)=P_s(1)+P_s(2)\ldots+P_s(k) \tag{10}$$

Avînd în vedere semnificația variabilelor de stare și a variabilelor de decizie rezultă :

$$x_i(k)=\sum_{k=2}^{k-1}u_i(k) \tag{11}$$

Între $x(k)$ și $x(k+1)$ există relația :

$$x_i(k+1)=x_i(k)+u_i(k) \tag{12}$$

unde $i=1,\ldots,n$ și $k=1,\ldots,K$

Deci conform definiției anterioare rezultă :

$$x_1(1)=0,\ldots,x_n(1)=0 \tag{13}$$

Ținînd seama de relațiile (12) și (13), relația (10) devine :

$$P_{1d}x_1(k+1)+P_{2d}[x_2(k)+u_2(k)]+\ldots+P_{nd}[x_n(k)+u_n(k)]=$$

$$=P_s(1)+\ldots P_s(k)$$

Rezultă :

$$x_1(k+1)=\frac{P_s(1)+\ldots P_s(k)}{P_{1d}}-\frac{P_{2d}}{P_{1d}}[x_2(k)+u_2(k)]-,\ldots,-$$

$$-\frac{P_{nd}}{P_{1d}}[x_n(k)+u_n(k)]$$

Procedînd în mod similar pentru celelalte variabile de stare, $x_2(k+1)$, ..., $x_n(k+1)$, rezultă pentru cazul general :

$$\begin{bmatrix} x_1(k+1) \\ x_2(k+1) \\ \vdots \\ x_n(k+1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{P_{2d}}{P_{1d}} & \dots & -\frac{P_{nd}}{P_{1d}} \\ -\frac{P_{1d}}{P_{2d}} & 0 & & -\frac{P_{nd}}{P_{2d}} \\ \vdots & & & \\ -\frac{P_{1d}}{P_{nd}} & -\frac{P_{2d}}{P_{nd}} & \dots & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1(k)+u_1(k) \\ x_2(k)+u_2(k) \\ \vdots \\ x_n(k)+u_n(k) \end{bmatrix} +$$

$$+ \begin{bmatrix} \frac{P_s(1)+P_s(2)+\dots+P_s(k)}{P_{1d}} \\ \frac{P_s(1)+P_s(2)+\dots+P_s(k)}{P_{2d}} \\ \vdots \\ \frac{P_s(1)+P_s(2)+\dots+P_s(k)}{P_{nd}} \end{bmatrix} \tag{14}$$

Se scrie ecuația (10) pentru subintervalul final K :

$$P_{1d}x_1(K+1) + P_{2d}x_2(K+1) + \dots + P_{nd}x_n(K+1) = P_s(1) + P_s(2) + \dots + P_s(K)$$

Ținînd seama de relația (12) scrisă pentru subintervalul K se obține :

$$P_{1d}[x_1(K) + u_1(K)] + P_{2d}[x_2(K) + u_2(k)] + \dots + P_{nd}[x_n(K) + u_n(K)] = \sum_{k=1}^{K} P_s(k) \tag{15}$$

Dar :

$$P_{1d}u_1(K) + P_{2d}u_2(K) + \dots + P_{nd}u_n(K) = P_s(K) \tag{16}$$

Deci relația (15) devine :

$$P_{1d}x_1(K) + P_{2d}x_2(K) + \dots + P_{nd}x_n(K) = \sum_{k=1}^{K-1} P_s(k) \tag{17}$$

Conform relației (12) se poate scrie :

$$\begin{aligned} x_1(K) &= x_1(K-1) + u_1(K-1) \\ &\vdots \\ x_n(K) &= x_n(K-1) + u_n(K-1) \end{aligned}$$

Înlocuind în relația (17) se obține :

$$P_{1d}[x_1(K-1) + u_1(K-1)] + P_{2d}[x_2(K-1) + u_2(k-1)] + \ldots +$$

$$+ P_{nd}[x_n(k-1) + u_n(K-1)] = \sum_{k=1}^{K-1} P_s(k)$$

Dar :

$$P_{1d}u_1(K-1) + P_{2d}u_2(K-1) + \ldots + P_{nd}u_n(K-1) = P_s(K-1)$$

Deci relația (17) devine :

$$P_{1d}x_1(K-1) + P_{2d}x_2(K-1) + \ldots + P_{nd}(K-1) = \sum_{k=1}^{K-2} P_s(k)$$

Procedeul continuă în mod similar pînă cînd în final se obține :

$$P_{1d}u_1(1) + P_{2d}u_2(1) + \ldots + P_{nd}(1)u_n = P_s(1) \tag{18}$$

Avînd în vedere că durata de revizie și reparație a unui grup oarecare cuprinde, în general, un număr întreg de subintervale, acestea trebuie să fie consecutive. Acest fapt se exprimă matematic astfel : se presupune că, în centrala i, în stadiul k, s-au scos $r_i(k)$ grupuri în revizie ; pentru aceste grupuri durata de revizie este egală cu s_i subintervale.

Dat fiind faptul că procesul de optimizare începe din subintervalul final și evoluează către subintervalul inițial, în subintervalul $k-1$ trebuie respectate restricțiile :

$$\begin{aligned} r_i(k-1) &\geqslant r_i(k) \\ &\vdots \\ r_i(k-s_i) &\geqslant r_i(k) \end{aligned} \tag{19}$$

Dacă

$$r_i(k-s_i) - r_i(k-1) \neq 0 \tag{20}$$

Atunci

$$r_i(k-s_i-1) \geqslant r_i(k-s_i) - r_i(k-1) \tag{21}$$

În rezolvarea concretă a problemei, pe lîngă restricțiile (19), (20) și (21) mai apar și alte restricții care reflectă anumite condiții particulare posibile.

2. Modul de rezolvare a modelului

Durata de timp pe care se efectuează optimizarea se consideră 1 an. Numărul total de grupuri din fiecare centrală care a funcționat pe durata unui an și distribuirea acestora pe subintervale, astfel încît să fie satisfăcute toate restricțiile, iar costul de producere a energiei electrice anuale să fie minim, constituie soluția optimă a problemei propuse.

Aceasta se realizează în următoarele etape:

— Se construiește pe durata unui an vectorul valorilor optime ale variabilelor de stare, făcînd abstracție de necesitatea scoaterii în revizie a grupurilor și de limitele diverselor sorturi de combustibil prin acoperirea curbei de sarcină de la bază spre vîrf cu grupurile în ordinea crescătoare a costurilor de producere a energiei.

— Se construiește apoi, pe durata unui an, vectorul valorilor maxime ale variabilelor de stare, ținînd seama de numărul, de durata scoaterii în revizie a grupurilor și de limitele de combustibil.

— Din compararea celor doi vectori printr-o problemă de programare matematică liniară în numere întregi se determină numărul de grupuri, care trebuie scoase și numărul de grupuri care trebuie introduse în vectorul valorilor optime ale variabilelor de stare fără restricții pentru a ține seama de acestea. Se obține astfel vectorul valorilor optime ale variabilelor de stare pentru durata unui an, care ține seama de toate restricțiile.

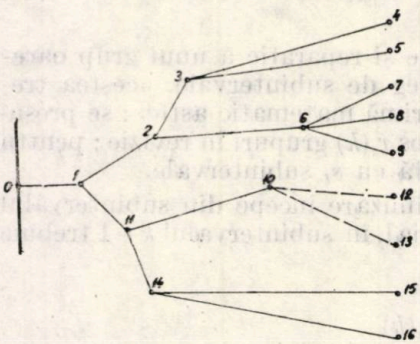


Fig. 1. Ilustrarea geometrică a metodei

— Distribuirea acestor variabile pe diferitele subintervale se realizează prin rezolvarea unei probleme de programare liniară în numere întregi pe fiecare subinterval.

Modul de distribuire a grupurilor pe subintervale este ilustrat geometric în figura 1. Se presupune că în primul subinterval de calcul (primul sau ultimul subinterval al perioadei reale pe care se efectuează optimizarea) există o posibilitate unică de alegere a grupurilor în funcțiune care satisfac restricțiile corespunzătoare acestui subinterval. Acest vector este reprezentat prin segmentul $\overline{01}$. În subintervalul al doilea există două posibilități de alegere a grupurilor în funcțiune care sînt reprezentate prin segmentele $\overline{1-2}$, respectiv $\overline{1-11}$, de lungimi diferite. Un grup de segmente consecutive, începînd din zero și terminînd în oricare din punctele finale 4, 5, 7, 8, 9, 12, 13, 15 și 16 (traiectoriile $\overline{0-4}$, $\overline{0-5}$ ș.a.m.d reprezintă același vector al valorilor optime ale variabilelor de stare, ți-

nînd seama de restricții. Este necesar, prin urmare, ca toate traiectoriile să fie egale, respectiv :

$$\overline{0-1}+\overline{1-2}+\overline{2-3}+\overline{3-4}=\overline{0-1}+\overline{1-11}+\overline{11-10}+\overline{10-12}=$$

$$=\overline{0-1}+\overline{1-11}+\overline{11-14}+\overline{14-16}$$

În cazul general, doar cîteva din traiectoriile din figură satisfac restricțiile din subintervale. Procesul de optimizare desfășurat pe traiectoria $\overline{0-1}$, $\overline{11-10}$, nu poate satisface restricțiile din ultimul subinterval, caz în care se abandonează procesul de optimizare începînd cu punctul 11 și se studiază alte traiectorii. Calea abandonată (11—10) s-a reprezentat prin linie punctată. Odată găsită o traiectorie a căror segmente satisfac restricțiile tuturor subintervalelor, nu mai este necesară determinarea celorlalte deoarece toate traiectoriile reprezintă același optim. Acest mod de soluționare a problemei care nu necesită studierea tuturor posibilităților de alegere a grupurilor în funcțiune în fiecare subinterval, reduce mult volumul de calcul și constituie partea originală a metodei propuse.

3. Exemplu

În cele ce urmează se prezintă modul concret de aplicare a acestei metode.

Se presupune un sistem constituit din 6 centrale electrice ale căror caracteristici sînt prezentate în tabela 1.

Cele 6 centrale trebuie să acopere în mod optim un grafic de sarcină care se aproximează prin 24 de paliere de putere corespunzătoare celor 24 de subintervale de timp egale (fig. 2).

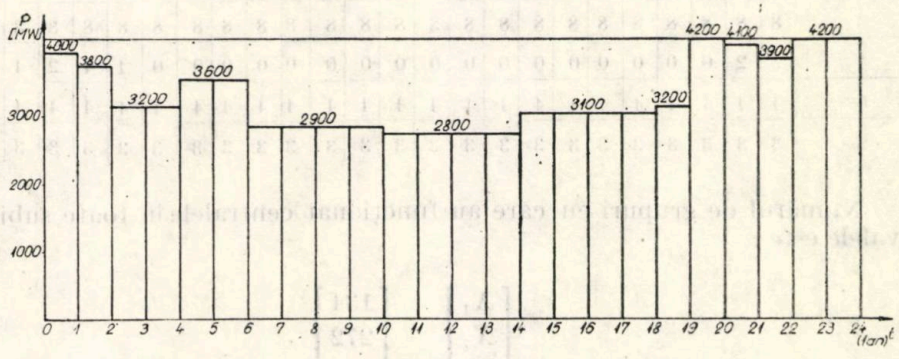


Fig. 2. Curba de sarcină a sistemului considerat

Se pune condiția ca fiecare grup din fiecare centrală să fie scos în revizie cel puțin 2 subintervale de timp.

Se presupune că cele 6 centrale consumă combustibili diferiți și costurile de producere a energiei electrice corespund funcționării grupurilor la puterea lor disponibilă. Aceste costuri sînt cele trecute în tabela 1.

S-au presupus resursele de combustibil care sînt la dispoziția centralelor nelimitate. S-au neglijat costurile de pornire.

Se construiește un vector de stare optim care nu ține seama de scoaterea în revizie a grupurilor. Acest vector se construiește în așa fel ca

Tabela 1

Centrala	1	2	3	4	5	6
Puterea unui grup [MW]	25	50	100	150	200	300
Numărul maxim de grupuri	16	14	8	4	4	3
(C) Cost [lei/MWh]	130	120	80	150	50	100

puterea cerută pe fiecare subinterval să fie satisfăcută cu un număr întreg din grupurile al căror cost de producere a energiei este cel mai scăzut.

Soluția optimă astfel obținută se prezintă în tabela 2. În tabela 2 sînt trecute grupurile din fiecare centrală care funcționează pe fiecare subinterval de timp.

Tabela 2

Subint / Centrală	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15	16	17	18	19	20	21	22	23	24
1	14	12	0	0	16	16	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	16	12	16	16	16
2	14	14	14	14	14	14	8	8	8	8	6	6	6	6	12	12	12	12	14	14	14	14	14	14
3	8	8	8	8	8	8	8	8	8	8	8	8	8	8	8	8	8	8	8	8	8	8	8	8
4	3	2	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	4	4	2	4	4
5	4	4	4	4	4	4	4	4	4	4	4	4	4	4	4	4	4	4	4	4	4	4	4	4
6	3	3	3	3	3	3	3	3	3	3	3	3	3	3	3	3	3	3	3	3	3	3	3	3

Numărul de grupuri cu care au funcționat centralele în toate subintervalele este :

$$[X] = \begin{bmatrix} X_1 \\ X_2 \\ X_3 \\ X_4 \\ X_5 \\ X_6 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 134 \\ 272 \\ 192 \\ 23 \\ 96 \\ 72 \end{bmatrix}$$

Numărul maxim de grupuri cu care poate funcționa fiecare centrală în toate subintervalele de timp ținînd seama de revizii este :

$$[X^M] = \begin{bmatrix} X_1^M \\ X_2^M \\ X_3^M \\ X_4^M \\ X_5^M \\ X_6^M \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} U_1^M(K-2) \\ U_2^M(K-2) \\ U_3^M(K-2) \\ U_4^M(K-2) \\ U_5^M(K-2) \\ U_6^M(K-2) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 352 \\ 308 \\ 176 \\ 88 \\ 88 \\ 66 \end{bmatrix} \tag{22}$$

Se notează cu N_i numărul maxim de grupuri care pot fi scoase sau introduse în variabilele de stare inițiale pentru a ține seama de revizii

$$[N] = \begin{bmatrix} N_1 \\ N_2 \\ N_3 \\ N_4 \\ N_5 \\ N_6 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} X_1^M - X_1 \\ X_2^M - X_2 \\ X_3^M - X_3 \\ X_4^M - X_4 \\ X_5^M - X_5 \\ X_6^M - X_6 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 218 \\ 36 \\ -16 \\ 55 \\ -8 \\ -6 \end{bmatrix} \tag{23}$$

Valorile negative arată numărul corespunzător de grupuri care trebuie scos în revizie pe perioada de optimizare.

Valorile pozitive arată numărul maxim de grupuri care pot fi introduse în vectorul de stare inițial optim pentru a furniza energia nelivrată de grupurile necesare a fi scoase în revizie.

Aflarea numărului exact de grupuri care trebuie introduse pentru a înlocui grupurile necesare a fi scoase în revizie, se realizează prin rezolvarea problemei de programare liniară în numere întregi :

$$M_{in}[C_1 m_1 P_{1d} + C_2 m_2 P_{2d} + C_4 m_4 P_{4d}] \tag{24}$$

cu restricțiile :

$$m_1 P_{1d} + m_2 P_{2d} + m_4 P_{4d} + N_3 P_{3d} + N_5 P_{5d} + N_6 P_{6d} = 0 \tag{25}$$

$$m_1 \leqslant N_1 ; \quad m_2 \leqslant N_2 ; \quad m_4 \leqslant N_4$$

Rezultă :

$$m_1 = 128 ; \quad m_2 = 36 ; \quad m_4 = 0 \tag{26}$$

Vectorul variabilelor de stare corespunzător stării finale optime cu restricții este :

$$X_1(25) = X_1 + m_1 = 262$$

$$X_2(25) = X_2 + m_2 = 308$$

$$X_3(25) = X_3 + m_3 = 176 \tag{27}$$

$$X_4(25) = X_4 + m_4 = 23$$
$$X_5(25) = X_5 + m_5 = 88$$
$$X_6(25) = X_6 + m_6 = 66 \qquad (27)$$

Valoarea nulă a lui m_4 arată că pe toate subintervalele variabila de decizie u_4 din soluția optimă cu restricții este egală cu variabila de decizie u_4 din soluția optimă fără restricții.

Se începe cu subintervalul final :

Puterea disponibilă a sistemului considerat este :

$$P_d = \sum_{i=1}^{n} U_i^M \cdot P_{id} = 4\,200 \text{ MW}$$

Deoarece în ultimul subinterval puterea cerută este egală cu puterea disponibilă a sistemului electroenergetic soluția $u(24)$ este unică :

$$u(24) = \begin{bmatrix} 16 \\ 14 \\ 7 \\ 4 \\ 4 \\ 3 \end{bmatrix} \qquad x(24) = \begin{bmatrix} 246 \\ 294 \\ 168 \\ 19 \\ 84 \\ 63 \end{bmatrix}$$

$$x(24) = x(25) - u(24)$$

În subintervalul (23) puterea cerută este egală cu puterea disponibilă și deci și în acest subinterval soluția este unică :

$$u(23) = \begin{bmatrix} 16 \\ 14 \\ 8 \\ 4 \\ 4 \\ 3 \end{bmatrix} \qquad x(23) = \begin{bmatrix} 230 \\ 280 \\ 160 \\ 15 \\ 80 \\ 60 \end{bmatrix}$$

$$x(23) = x(24) - u(23)$$

Soluțiile posibile în subintervalul 22 se determină astfel :

Puterea necesară a fi produsă de centralele sistemului în acest subinterval se determină cu relația :

$$P_{1d}u_1(22) + P_{2d}u_2(22) + P_{3d}u_3(22) + P_{4d}u_4(22) + P_{5d}u_5(22) + P_{6d}u_6(22) = 3900 \text{ MW}$$

Avînd în vedere valorile puterilor disponibile, relația precedentă devine :

$$25u_1(22) + 50u_2(22) + 100u_3(22) + 150u_4(22) + 200u_5(22) + 300u_6(22) = 3900 \text{ MW} \qquad (28)$$

Cu : u_1, u_2, u_3, u_4, u_5 și u_6 din subintervalul 22 valori nule sau întregi cu limitele superioare :

$$u_1 \leqslant 16\,;\ u_2 \leqslant 14\,;\ u_3 \leqslant 8\,;\ u_4 \leqslant 4\,;\ u_5 \leqslant 4\,;\ u_6 \leqslant 3 \qquad (29)$$

Soluțiile în numere întregi ale ecuației (28) în prezența restricției (29) se pot determina prin rezolvarea următoarei probleme de programare matematică liniară în numere întregi :

$$\min\,[25\,u_1 + 50u_2 + 100u_3 + 150u_4 + 200u_5 + 300u_6 - 3900] \qquad (30)$$

Cu : $u_1 \leqslant 16\,;\ u_2 \leqslant 14\,;\ u_3 \leqslant 8\,;\ u_4 \leqslant 4\,;\ u_5 \leqslant 4\,;\ u_6 \leqslant 3$

Cele 24 de soluții posibile sînt prezentate în tabela 3.

Tabela 3

$x(23)$						Nr. varianță	$u(22)$							$x(22)$					
x_1	x_2	x_8	x_4	x_5	x_6		u_1	u_2	u_3	u_4	u_5	u_6	x_1	x_2	x_8	x_4	x_5	x_6	
230	280	160	15	80	60	1	16	14	8	4	4	2	214	266	152	11	76	58	
						2	16	14	7	4	3	3	214	266	153	11	77	57	
						3	16	12	8	4	3	3	216	268	152	11	77	57	
						4	14	13	8	4	3	3	218	267	152	11	77	57	
						5	12	14	8	4	3	3	214	266	152	11	77	57	
						6	16	14	8	2	4	3	214	266	152	11	76	57	
						7	16	13	7	3	4	3	216	267	153	13	76	57	
						8	14	14	7	3	4	3	214	266	153	12	76	57	
						9	16	14	5	4	4	3	215	266	155	12	76	57	
						10	16	12	6	4	4	3	216	268	154	11	76	76	
						11	14	13	6	4	4	3	218	267	154	11	76	57	
						12	12	14	6	4	4	3	214	266	154	11	76	57	
						13	16	10	7	4	4	3	214	270	153	11	76	57	
						14	14	11	7	4	4	3	216	269	153	11	76	57	
						15	12	12	7	4	4	3	218	268	153	11	76	57	
						16	10	13	7	4	4	3	220	267	153	11	76	57	
						17	8	14	7	4	4	3	222	266	153	11	76	57	
						18	16	8	8	4	4	3	214	272	152	11	76	57	
						19	14	9	8	4	4	3	216	271	152	11	77	57	
						20	12	1	8	4	4	3	218	270	152	11	76	57	
						21	10	11	8	4	4	3	220	269	152	11	76	57	
						22	8	12	8	4	4	3	222	268	152	11	76	57	
						23	6	13	8	4	4	3	224	267	152	11	76	57	
						24	4	14	8	4	4	3	226	266	152	11	76	75	

Deoarece, conform relației (26) există restricția $u_4(22)=2$ nu se iau în considerație variantele pentru care $u_4(22)\neq 2$. Numai soluția nr. 6 satisface relația (26) și deci mai departe se consideră numai această soluție Rezultă astfel următoarele valori pentru vectorul variabilelor de stare $x(22)$:

$$x(22) = x(23) - u(22);$$

$$x(22) = \begin{bmatrix} 230 \\ 280 \\ 160 \\ 15 \\ 80 \\ 60 \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} 16 \\ 14 \\ 8 \\ 2 \\ 4 \\ 3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 214 \\ 266 \\ 152 \\ 13 \\ 76 \\ 57 \end{bmatrix} \tag{31}$$

Procedînd în mod similar pentru toate subintervalele și ținînd seama că pentru fiecare soluție posibilă dintr-un anumit subinterval trebuie căutate toate soluțiile posibile în subintervalul următor, se prezintă în tabela 4 una din strategiile optime ale problemei studiate.

Tabelul 4

Centrală \ Subint	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15	16	17	18	19	20	21	22	23	24
1	14	12	0	0	16	16	0	0	0	0	0	16	16	16	16	16	16	16	16	16	12	16	16	16
2	14	14	14	14	14	14	8	8	8	8	12	12	14	14	14	14	14	14	14	14	14	14	14	14
3	8	8	8	8	8	8	8	8	8	8	7	5	6	7	6	6	6	6	7	8	8	8	8	8
4	3	2	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	4	4	2	4	4
5	4	4	4	4	4	4	4	4	4	4	3	2	1	2	4	4	4	4	4	4	4	4	4	4
6	3	3	3	3	3	3	3	3	3	3	3	3	3	3	2	2	2	2	2	3	3	3	3	3

În cazul concret analizat există mai multe soluții dar care reprezintă același cost al energiei pe durata unui an, pentru că vectorul de stare (27) este același, variind de la soluție la soluție, împărțirea grupurilor pe subintervale.

În general, este suficientă determinarea unei singure soluții.

Costul energiei electrice pe diversele subintervale de timp sau traiectoria optimă este prezentată în figura 3.

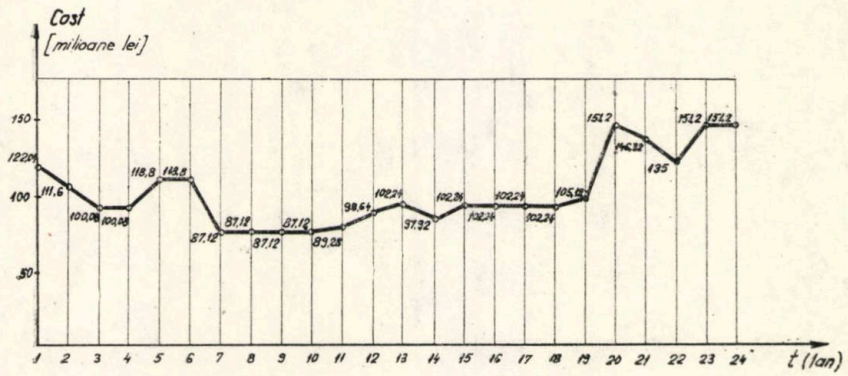


Fig. 3. Traiectoria optimă

Costul total al energiei electrice pe durata unui an a rezultat 2.6 57,16 $\times$ 10 lei.

BIBLIOGRAFIE

1. *Th. Miclescu*, Optimizarea funcționării de durată a sistemului electroenergetic, teză de doctorat, București, 1971.
2. *V. Romert*, Energetica, 1966, vol. 14, Nr. 6.
3. *R. Cypser*, Computer search for economical operation a Hydrothermal Electric System AIEE Transactions, t. III B, 1954.
4. *R. Larson*, State increment dynamic programming.
5. *R. Bellman, S. Dreyfus*, Applied dynamic programming, Princeton, 1962.
6. *J. Abadie*, Integer and nonlinear programming, 1970.

Praktische Methode zur Optimisierung des Dauerbetriebes von elektro-energetischen Systemen

In der Arbeit wird eine praktische Methode für die Optimiserung des Dauerbetriebes von elektro-energetischen Systemen beschrieben in der auf originale Weise, Formeln der dynamischen Programmierung und der linearen Programmierung angewendet wurden un den Rechnaufwand zu verkleinern.

BULETINUL INSTITUTULUI POLITEHNIC „GHEORGHE GHEORGHIU-DEJ"
BUCUREȘTI
SERIA ELECTROTEHNICĂ
Tomul XLI — 1979, Numărul 2

AUTOMATICA

C. Z.: 62—82/83
681.32

METODE DE STABILIZARE A SISTEMELOR ELECTROHIDRAULICE

S. FLOREA, I. CATANĂ

În lucrare se prezintă în mod unitar metodele de stabilizare a sistemelor electrohidraulice. Analiza influenței parametrilor constructivi și funcționali asupra stabilității sistemelor electrohidraulice permite o alegere optimă a metodei de stabilizare în funcție de domeniul de aplicație al acestor clase de sisteme.

1. Considerații generale

Sistemele hidraulice și electrohidraulice prezintă o serie de particularități specifice, legate de nivelul de putere mare și foarte mare care se vehiculează în cadrul lor, de neliniaritățile tipice ale elementelor componente inclusiv cele determinate de fluidul de lucru, precum și de variația unor parametri constructivi și funcționali în funcție de temperatură și condițiile de lucru. În acest context în fața inginerilor de sistem apar probleme deosebit de complexe din punctul de vedere al stabilității și al metodelor și mijloacelor tehnice de stabilizare.

Cercetările întreprinse în acest domeniu în ultima perioadă de timp au condus la elaborarea unor metode de stabilizare dintre cele mai interesante, dar multe aspecte tehnice și de optimizare urmează să fie elucidate în continuare.

Primele soluții de stabilizare a sistemelor hidraulice au fost elaborate de către J. Blackburn [2] și elevii săi, mai ales pentru amplificatoarele de putere cu sertar. H. Meritt [3], obține rezultate importante în domeniul stabilității și proiectări amplificatoarelor hidraulice cu două etaje de amplificare. M. Guillon [4] aduce contribuții cu totul remarcabile în domeniul stabilității sistemelor mecanohidraulice introducînd metoda bilanțului energetic pentru analiza stabilității sistemelor liniare și neliniare folosite în tehnica aerospațială.

Utilizarea componentelor hidraulice la comanda numerică a mașinilor unelte, în construcția roboților industriali, în domeniul tehnicii aerospațiale și militare precum și în multe alte domenii [1, 2], a impus necesitatea elaborării unor metode și mijloace precise de stabilizare care să ofere posibilitatea obținerii unor structuri de sisteme cu performanțe dinamice superioare și cu un indice de fiabilitate ridicat.

Avînd în vedere importanța acestor probleme, vom prezenta în continuare, într-un mod unitar, metodele de stabilizare folosite la ora actuală în domeniul sistemelor electrohidraulice împreună cu analiza compatibilității lor în diverse tipuri de aplicații.

Manuscris predat redacției la data de 26 ianuarie 1979
* Prof. dr. ing.: Șef lucrări dr. ing. Catedra Automatică I.

2. Influența parametrilor constructivi și funcționali asupra stabilității sistemelor electrohidraulice

Stabilizarea sistemelor electrohidraulice implică cunoașterea în primul rînd, a influenței diferiților parametri constructivi și funcționali asupra condiției de stabilitate, iar în al doilea rînd, apelează la principii de stabilizare oferite de teoria sistemelor automate [1, 2, 4]

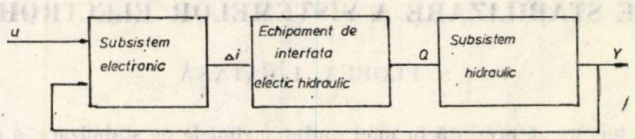


Fig. 1

Structura generală a unui sistem electrohidraulic folosit în aplicațiile menționate anterior se poate reprezenta într-o formă simplificată ca în figura 1.

Considerînd subsistemul hidraulic alcătuit dintr-un amplificator cu sertar și motor cu mișcare de translație (fig. 2) în [1] se deduce modelul matematic care descrie comportarea dinamică și staționară a acestuia, de unde se deduce funcția de transfer sub formă :

$$H_m(s) = \frac{y(s)}{x(s)} = \frac{\dfrac{K_{Q_0}}{A_m}}{s\left(\dfrac{s^2}{\omega_n^2} + \dfrac{2\xi}{\omega_n}s + 1\right)} \tag{1}$$

unde :

$$K_{Q_0} = C_d b \sqrt{\frac{p_0}{\rho}} \tag{2}$$

$$\omega_n = \sqrt{\frac{4EA_m^2}{V_m M}} \tag{3}$$

$$\xi = \frac{K_{C_0} + \alpha_m}{A_m}\sqrt{\frac{EM}{V_m}} + \frac{f}{4A_m}\sqrt{\frac{V_m}{EM}} \tag{4}$$

Relația (4) exprimă dependența factorului de amortizare de parametri constructivi și funcționali, parametri care evident au o mare importanță pentru stabilizarea sistemelor electrohidraulice așa cum rezultă din relația (5)

$$\zeta = f(K_{C_0},\ \alpha_m,\ f,\ E,\ M,\ A_m,\ V_m) \tag{5}$$

Din relația (5) rezultă posibilitățile de ajustare a amortizării hidraulice prin modificarea coeficientului de frecări viscoase f, și a coeficienților de pierderi K_{C_0} și α_m.

Dacă se pleacă de la modelul matematic neliniar atunci amortizarea hidraulică rezultă sub forma [5]:

$$\zeta_H = \left(\frac{K_{Q_0}|x|}{2p_0A_m} + \frac{\alpha_m}{A_m}\right)\sqrt{\frac{EM}{V_m}} \tag{6}$$

Se remarcă faptul că în punctul de zero al amplificatorului atît analiza neliniară cît și cea liniară conduc la aceeași valoare pentru amortizarea hidraulică. La deschideri mari ale sertarului de putere analiza neliniară

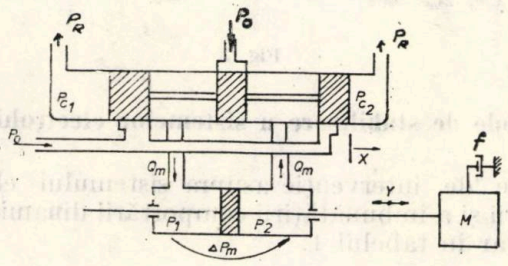


Fig. 2

indică o creștere a amortizării hidraulice confirmată experimental în cadrul sistemelor de reglare a vitezei, în special la viteze mari. Amortizarea hidraulică, așa cum rezultă din relația (6) are cea mai mică valoare în punctul de zero al amplificatorului, care reprezintă din acest motiv punctul cel mai critic de stabilitate.

În afară de necesitatea asigurării unei amortizări corespunzătoare, pentru satisfacerea performanțelor dinamice și a stabilității se impune dimensionarea unei pulsații naturale hidraulice cît mai mari.
Așa cum se arată în [1] condiția de stabilitatea pentru sistemul din figura 1 se scrie:

$$\frac{K_v}{\omega_n} < 2\zeta \tag{7}$$

În acest caz mărirea pulsației naturale hidraulice și a factorului de amortizare sînt favorabile atît stabilității conform relației (7) cît și asigurării unui regim tranzitoriu de bună calitate. Relațiile (3), (4) și (7) permit o alegere a parametrilor constructivi și funcționali care să ofere sistemului calitățile dinamice și de stabilitate cerute. Totuși este bine să remarcăm faptul că alegerea acestor parametri trebuie să conducă la o compatibilitate perfectă între debitul cerut de viteza maximă a sarcinii și debitul maxim oferit de amplificatorul hidraulic. Amplificatorul cu sertar și motorul hidraulic se aleg din considerente de compatibilitate cu puterea maximă cerută de sarcină, ținînd cont de modul în care presiunea de alimentare p_0, capacitatea în debit a amplificatorului Q_0 și aria motorului A_m influențează gabaritul și caracteristicile mecanice ale subsistemului hidraulic așa cum se arată în figura 3.

Odată fixați parametrii motorului hidraulic și amplificatorului, ameliorarea condiției (7) se face modificînd factorul de amortizare prin dimensionarea corespunzătoare a coeficienților de pierderi din relația (4).

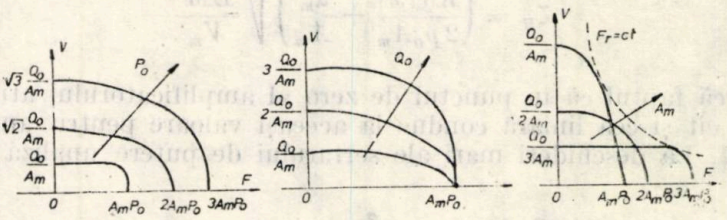
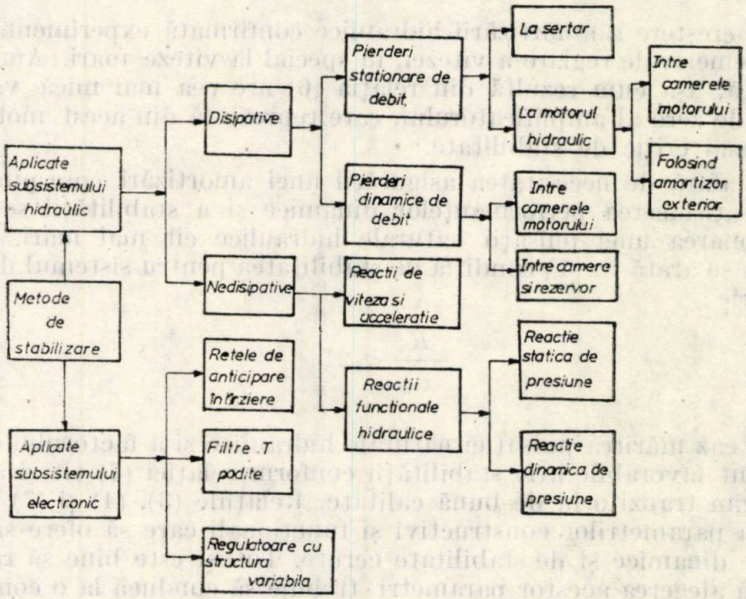


Fig. 3

3. Metode de stabilizare a sistemelor electrohidraulice

Posibilitățile de intervenție asupra sistemului electrohidraulic în vederea stabilizării și a îmbunătățirii comportării dinamice sînt prezentate sistematic și unitar în tabelul 1.

Tabelul 1



Modul în care metodele de stabilizare se pot aplica unui sistem electrohidraulic este prezentat în figura 4.

Alegerea uneia dintre metodele de stabilizare trebuie precedată de o riguroasă analiză a condițiilor de funcționare a sistemului. Dacă perturbația de sarcină este neglijabilă se poate utiliza în condiții avantajoase metodele disipative, de energie, aplicate motorului sau amplificatorului

hidraulic. În acest caz caracteristica debit-presiune a subsistemului hidraulic se modifică în funcţie de valoarea pierderilor stabilite aşa cum rezultă din figura 5.

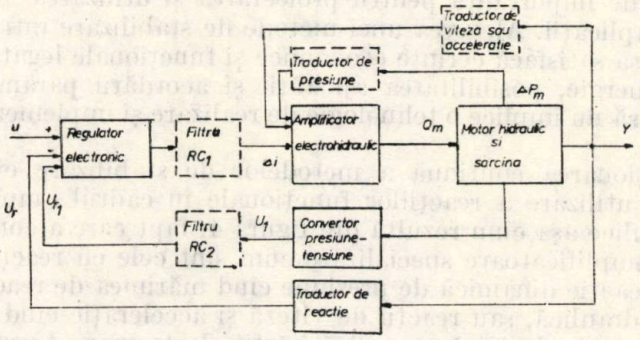


Fig. 4

Panta caracteristicii de debit din figura 5, b, permite dimensionarea corespunzătoare a factorului de amortizare, deoarece avem [5]:

$$g_m = K_{Ce} + \alpha_m \tag{8}$$

Dacă aceasta reprezintă unica posibilitate de amortizare atunci conductanţa hidraulică necesară pentru obţinerea unui factor de amortizare dorit se determină din relaţia:

$$g_m = \zeta . \quad A_m \sqrt{\frac{V_m}{EM}} \tag{9}$$

În cazul în care în sistem acţionează forţe de perturbaţie mari metodele disipative introduc o eroare staţionară importantă, de aceea se recomandă metodele nedisipative şi în special reacţia dinamică de presiune.

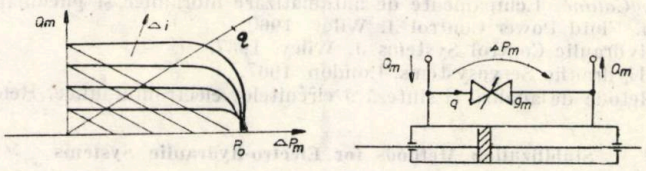


Fig. 5

Spre deosebire de alte metode reacţia dinamică de presiune oferă caracteristici favorabile amortizării numai în timpul regimului tranzitoriu, în regim staţionar amplificatorul hidraulic funcţionează ca un amplificator de debit avînd deci un factor de amplificare în presiune practic infinit care permite anularea erorii staţionare introdusă de perturbaţia de sarcină.

Concluzii

Cunoașterea metodelor de stabilizare a sistemelor electrohidraulice este extrem de importantă pentru proiectarea și utilizarea lor în diferite domenii de aplicații. Alegerea unei metode de stabilizare într-un caz concret trebuie să satisfacă cerințe economice și funcționale legate de consum minim de energie, posibilitatea ajustării și acordării parametrilor și în același timp să nu implice o tehnologie de realizare și implementare inaccesibilă.

Perfecționarea continuă a metodelor de stabilizare evidențiază o tendință de utilizare a reacțiilor funcționale în cadrul amplificatoarelor electrohidraulice așa cum rezultă din figura 4, fapt care a condus la realizarea unor amplificatoare specializate cum sînt cele cu reacție statică de presiune și reacție dinamică de presiune cînd mărimea de reacție se aplică pe partea hidraulică, sau reacții de viteză și accelerație cînd semnalul de reacție de natură electrică se aplică părții electronice. Aceste reacții nu sînt altceva decît reacții după stare realizate prin procedee specifice și aplicate în scopuri de stabilizare și ameliorare a comportării dinamice.

NOTAȚII

K_{Q_0} — factor de amplificare în debit;
ω_n — pulsația naturală hidraulică;
ζ — factor de amortizare;
K_{C_0} — coeficient debit-presiune la sertar;
α_m — coeficient de pierderi la motorul hidraulic;
f — coeficient de frecări viscoase la sarcină;
$V_m - A_m$ — volumul și aria motorului hidraulic;
E — modul de elasticitate al uleiului de lucru;
M — masa sarcinii;
Q_0 — debitul maxim al amplificatorului hidraulic;
p_0 — presiunea de alimentare;
g_m — conductanță hidraulică;
K_v — factor de amplificare de viteză;
Δp_m — căderea de presiune la motorul hidraulic.

BIBLIOGRAFIE

1. *S. Florea, I. Catană*, Echipamente de automatizare hidraulice și pneumatice I.P.B. 1977.
2. J. *Blackburn*, Fluid Power Control J. Wiley, 1960.
3. *H. Meritt*, Hydraulic Control Systems J. Wiley, 1967.
4. *M. Guillan*, Hydraulic Servosystems, London, 1967.
5. *I. Catană*, Metode de analiză și sinteză a circuitelor electrohidraulice, Referat IPB,1976.G

Stabilization Methods for Electro-hydraulic Systems

The paper presents in a unified manner the stabilization method for electro-hydraulic systems. The analysis of construction and operational parameters influence upon the stability of electro-hydraulic systems allows the optimal selection of the stabilization method depending on the field of application of this class of systems.

BULETINUL INSTITUTULUI POLITEHNIC „GHEORGHE GHEORGHIU-DEJ"
BUCUREȘTI
SERIA ELECTROTEHNICĂ
Tomul XLI — 1979, Numărul 2

TRADUCTOR NUMERIC DE TEMPERATURĂ

C. Z.: 621.317.733.2
621.3.062
621.316.87

G. IONESCU, B. DROAȘCĂ, V. SGARCIU-DOGEANU *

Traductorul de temperatură prezentat în cadrul lucrării se bazează pe utilizarea unei punți Wheatstone numerice prevăzută cu echilibrare automată cu elemente statice.

Se analizează regimurile de funcționare, se stabilesc relațiile de calcul și se demonstrează că se pot obține astfel performanțe superioare în ceea ce privește liniaritatea și precizia, specifice sistemelor cu echilibrare automată, în condiții tehnico-economice avantajoase.

1. Considerații generale privind traductoarele de temperatură

Temperatura reprezintă o mărime fizică frecvent întîlnită în procesele tehnologice supuse automatizării, de aceea au fost realizate o mare varietate de aparate de măsurat și traductoare pentru punerea ei în evidență, cercetările în acest domeniu fiind numeroase.

Traductoarele de temperatură industriale, destinate buclelor de reglare automată, au în general o schemă funcțională de forma celei din fig. 1, în care

SM — schemă de măsurare;
ACC — amplificator de curent continuu cu impedanță mare de intrare, derivă termică foarte redusă, rejecție mare a zgomotelor, caracteristici foarte stabile în timp;
EF — etaj final pentru adaptarea de impedanță corespunzătoare a semnalului de ieșire y (tensiune sau curent);
CR — circuit de reacție avînd ca scop rejectarea perturbațiilor.

În structura schemei funcționale se mai introduce adesea un bloc de liniarizare, fie pe legătura directă (în cadrul amplificatorului *ACC*), fie pe cea de reacție (în componenta *CR*).

Schema de măsurare este, în cele mai multe cazuri, o punte Wheatstone de curent continuu funcționînd în regim dezechilibrat, un braț al punții constituindu-l termorezistența (în cele ce urmează se vor face referiri numai pentru variantele de traductoare cu element sensibil termorezistiv).

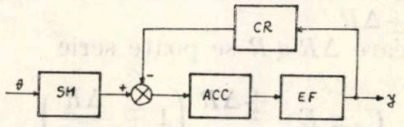


Fig. 1. Schema funcțională a traductorului industrial de temperatură

Manuscris predat redacției la data de 13 decembrie 1978.
* Conf. dr. ing.; Asistent ing.; Asistent ing. Catedra Automatica I

Dezavantajul important al acestor traductoare îl constituie caracterul neliniar al dependenţei temperatură de măsurat — semnal electric de ieşire, neliniarităţi care sînt compensate în parte de schema de liniarizare.

Aceste neliniarităţi au drept cauze principale

a) neliniaritatea caracteristicii $R = f(\theta)$ a termorezistenţei;

b) neliniaritatea tensiunii de dezechilibru a punţii Wheatstone în raport cu variaţia termorezistenţei.

Neliniaritatea datorată caracteristicii $R = f(\theta)$ se manifestă îndeosebi pe domenii mari de temperatură. Această neliniaritate poate fi diminuată prin fragmentarea domeniului şi alegerea judicioasă a termorezistenţei, atunci cînd aceasta este posibilă.

Neliniaritatea tensiunii de dezechilibru a punţii Wheatstone nu poate fi eliminată dar, la rîndul ei, poate fi redusă în anumite condiţii după cum se va arăta în continuare. Fie o schemă de măsurare în punte Wheatstone ca în fig. 2.

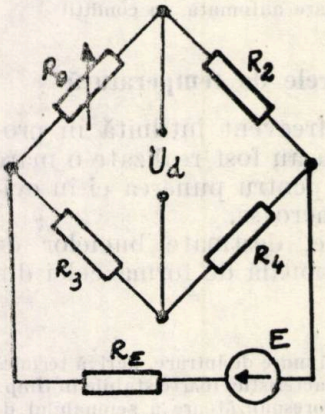


Fig. 2

Fie R_{θ_e} valoarea rezistenţei termorezistenţei într-un punct de temperatură din domeniu la care puntea este echilibrată, adică

$$R_{\theta_e} \cdot R_4 = R_2 \cdot R_3 \tag{1}$$

O variaţie de temperatură $\Delta\theta$ provoacă o variaţie de rezistenţă $\pm\Delta R$ şi o tensiune de dezechilibru U_d

$$U_d = E\left[\frac{\pm\Delta R + R_{\theta_e}}{R \pm \Delta R + R_3} - \frac{R_2}{R_2 + R_4}\right] \tag{2}$$

sau

$$U_d = E\frac{R_4}{(R_{\theta_e}+R_3)(R_2+R_4)} \cdot \frac{\pm\Delta R}{1 \pm \dfrac{\Delta R}{R_{\theta_e}+R_3}} \tag{3}$$

Realizarea unei bune sensibilităţi la o astfel de punte presupune ca la echilibru rezistenţele să fie egale

$$R_{\theta_e} = R_2 = R_3 = R_4 = R \tag{4}$$

rezultînd în aceste condiţii

$$U_d = E\frac{\pm\Delta R}{4R} \cdot \frac{1}{1 \pm \Delta R/2R} \tag{5}$$

Relaţia (5) arată caracterul neliniar al tensiunii de dezechilibru în funcţie de variaţia $\pm\Delta R$.

În condiţiile în care $\Delta R \ll R$ se poate scrie

$$U_d \simeq E \cdot \frac{\pm\Delta R}{4R}\left(1 \mp \frac{\Delta R}{2R}\right) \tag{6}$$

Se observă că numai atunci cînd

$$\Delta R_{\theta_{max}}/2R < 0{,}5\% \tag{7}$$

se poate admite relaţia (6) liniară de forma

$$U_d \simeq E \frac{\pm \Delta R}{4R} \qquad (8)$$

eroarea de neliniaritate fiind mai mică de 0,5%.

Traductoarele utilizînd astfel de scheme sînt de tipul compensatoarelor automate prezentate ca în fig. 3, în care

SM — schemă de măsurare
M — modulator
ACA — amplificator de curent alternativ
ME — motor electric
Cα/U — convertor unghi-tensiune
Cα/y' — convertor unghi-semnal *y'* de aceiaşi natură fizică (curent sau tensiune) cu a semnalului de ieşire *y*
Ref — bloc de referinţă pentru realizarea capătului inferior al domeniului semnalului de ieşire.

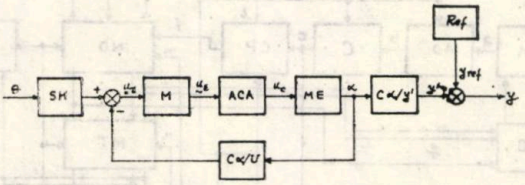


Fig. 3 Schema funcţională a compensatorului automat

Aceste echipamente de echilibrare automată cuprind atît circuite electronice de amplificare şi comandă, cît şi motoare electrice de antrenare, potenţiometre de precizie, care complică apreciabil schema traductorului şi implicit sporesc preţul de cost.

Mai este necesar de precizat că traductoarele prezentate anterior se bazează pe principiul măsurărilor analogice, rezultatul măsurării fiind de forma unei indicaţii sau a unui semnal de ieşire (curent sau tensiune).

Condiţia (7) este dificil de realizat în cele mai multe aplicaţii industriale astfel că introducerea circuitelor de liniarizare devine practic obligatorie.

O altă metodă de eliminare a dezavantajelor ridicate de nerespectarea condiţiei (7) constă în utilizarea de punţi cu echilibrare automată.

2. Principiul de funcţionare pentru traductorul propus.

Ideia care stă la baza funcţionării acestui traductor este aceea a realizării unei punţi Wheatstone numerică prevăzută cu echilibrare automată cu elemente statice (cu caracteristică tip releu). În acest scop în braţul unei punţi Wheatstone, unde se montează de regulă rezistenţa variabilă de echilibrare, s-au prevăzut mai multe grupuri de rezistenţe înseriate, în cadrul fiecărui grup rezistenţele fiind ponderate conform codului binar 1, 2, 4, 8, iar la rîndul lor, fiecare grup fiind ponderat cu factori care reprezintă multipli zecimali (1, 10, 100, etc).

Alegerea numărului de grupuri se face în funcţie de domeniul maxim de variaţie al temperaturii şi de precizia dorită. Rezistenţa corespunzătoare cifrei 1 din rangul cel mai puţin semnificativ reprezintă ordinul de mărime al erorii absolute de măsurare a temperaturii.

Conectarea sau, după necesitate, deconectarea rezistenţelor din diversele grupuri se efectuează automat de către o serie de comutatoare

statice comandate în funcţie de tensiunea de dezechilibru a punţii prin intermediul unor circuite numerice care alcătuiesc o configuraţie de calcul destul de simplă.

3. Schema funcţională şi performanţele traductorului de temperatură propus

Exemplificarea funcţionării traductorului de temperatură propus se face pe schema funcţională din fig. 4., în fig. 5. fiind prezentată modalitatea de realizare a punţii numerice cu echilibrare automată, iar în fig. 6 diagramele de semnale

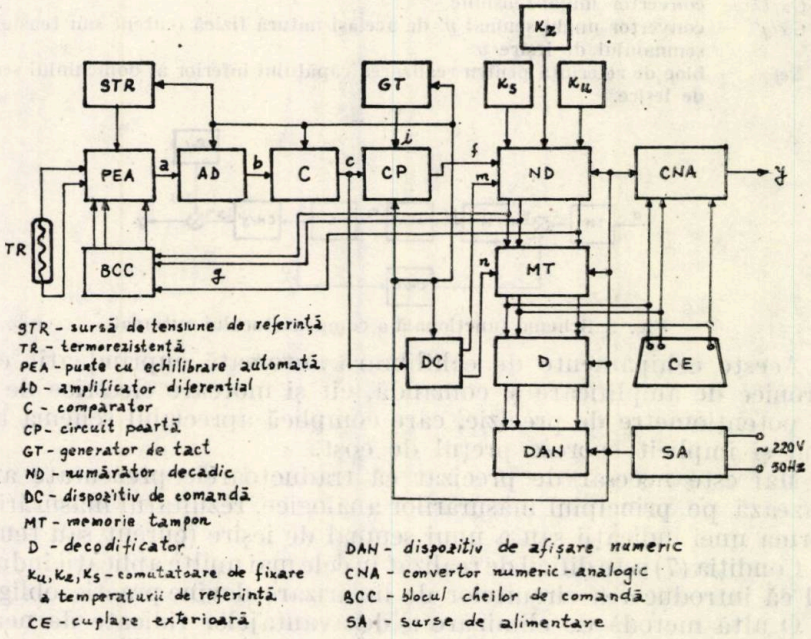


Fig. 4 Schema funcţională a traductorului numeric de temperatură

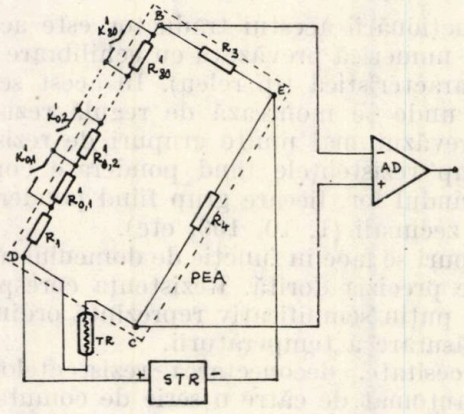


Fig. 5. Puntea Wheatstone numerică cu echilibrare automată

Varianta de traductor numeric propusă realizează o măsurare a temperaturii în domeniul 0 ... 100°C cu eroare absolută totală de $\pm 0{,}2$°C.

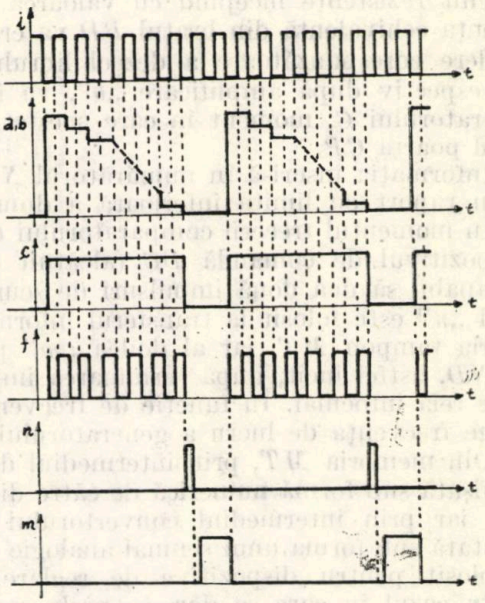


Fig. 6 Diagramele de semnale pentru traductorul numeric de temperatură

Traductorul numeric de temperatură cu termorezistență, conform schemei din fig. 4., este alcătuit din puntea cu echilibrare automată în trepte PEA, într-unul din brațele căreia este conectată termorezistența TR. Puntea are în 3 brațe rezistențe fixe, iar în al patrulea rezistența variabilă de echilibrare. Pentru domeniul ales brațul BD (fig. 5.) are în compunerea sa 13 rezistențe, 12 dintre ele ($R^1_{0.1}$, $R^1_{0.2}$, ..., R^1_{80}) putînd fi introduse sau scoase din circuit prin intermediul comutatoarelor $K^1_{0.1}$, $K^1_{0.2}$, ..., K^1_{80}. Atunci cînd toate rezistențele $R^1_{0.1}$, $R^1_{0.2}$, ..., R^1_{80} sînt scurtcircuitate rezistența R_1 reprezintă valoarea care asigură echilibrarea punții la capătul inferior al domeniului, iar cînd toate rezistențele sînt în circuit (toate comutatoarele sînt deschise) suma lor va da o rezistență echivalentă care reprezintă valoarea rezistenței de echilibrare a punții la capătul superior al domeniului.

Pentru o anumită termorezistență și un domeniu dat, precum și din considerente de sensibilitate și necesitatea neglijării rezistenței de contact a comutatoarelor față de rezistența pe care lucrează, se calculează toate rezistențele din punte.

Semnalul analogic de dezechilibru din puntea PEA este amplificat în curent continuu de amplificatorul diferențial AD și apoi aplicat unui comparator C (cu histerezis foarte mic), a cărui ieșire va fi „1" logic atîta timp cît ieșirea din amplificatorul AD este mai mare ca zero. Astfel circuitul poartă CP va avea intrarea „c" activată permițînd impulsurilor „i" de la generatorul de tact GT să treacă la numărătorul decadic ND alcătuit din 3 ranguri zecimale. Acest proces are loc deoarece, informația inițială în numărător fiind zero, toate rezistențele $R^1_{0.1}$, $R^1_{0.2}$, ..., R^1_{80} erau scurtcircuitate.

Pe măsura acumulării informaţiei în numărător blocul de comutatoare *BCC* va fi astfel comandat de semnalele „*g*" încît vor fi introduse în circuit rezistenţe începînd cu valoarea cea mai mică. În acest mod rezistenţa echivalentă din braţul *BD* va creşte în trepte egale provocînd o scădere corespunzătoare a dezechilibrului punţii pînă cînd semnalul „*a*", respectiv după amplificare „*b*", va intra sub limita histerezisului comparatorului *C*, moment în care acesta va trece în starea logică „*O*" blocînd poarta *CP*.

Informaţia înscrisă în numărătorul *ND* reprezintă tocmai temperatura în raport cu limita inferioară a domeniului.

În momentul trecerii comparatorului *C* pe starea „*O*" va fi acţionat şi dispozitivul de comandă *DC* (alcătuit cu circuite monostabile) care este capabil să dea două impulsuri de scurtă durată, decalate între ele. Primul „*n*" este folosit la transferul informaţiei din numărătorul *ND* în memoria tampon *MT*, iar al doilea „*m*" pentru iniţializarea numărătorului *ND*, astfel încît, după terminarea impulsului „*m*", ciclul de măsurare se reia întocmai. În funcţie de frecvenţa de lucru a comutatoarelor se alege frecvenţa de lucru a generatorului de tact *GT*.

Din memoria *MT*, prin intermediul decodificatorului *D*, informaţia este afişată sub formă numerică de către dispozitivul de afişare numerică *DAN*, iar prin intermediul convertorului numeric analogic *CNA* este prezentată sub forma unui semnal analogic „*y*" capabil de a fi înregistrat sau folosit pentru dispozitive de reglare.

În cazul în care se doreşte prelucrarea directă a informaţiei sub formă numerică se folosesc aceleaşi semnale de la ieşirea memoriei *MT* conectate la o cuplă *CE*; tot ansamblul este alimentat de la reţea prin intermediul unor surse de tensiune SA compatibile cu circuitele şi componentele electronice utilizate.

Pentru fixarea limitei inferioare se folosesc grupurile de comutatoare K_u, K_z, K_s din codul zecimal în cel binar-zecimal, cu posibilităţi de iniţializare pe 3 ranguri zecimale a temperaturii minime de lucru.

Termorezistenţa utilizată în construcţia traductorului realizat este Pt 100 Ω fabricată de I.E.A. Realizarea s-a făcut conform tehnologiei actuale a aparatelor electronice industriale utilizînd circuite integrate liniare pentru partea analogică şi logice pentru cea numerică. Comutatoarele au fost realizate folosind relee „reed" capsulate pe plachete identice cu cele ale circuitelor integrate care prezintă avantajul unei rezistenţe de contact neglijabile pe starea închis şi rezistenţă de izolaţie practic infinită pe poziţia deschis, ceea ce asigură precizia dorită pentru valorile rezistenţelor de echilibrare. În plus ele pot funcţiona la frecvenţe ridicate mergînd pînă la 5 kHz ceea ce poate asigura o viteză mare de operare, un ciclu de măsurare nedepăşind 0,1 ... 0,2 secunde.

În cazul traductorului realizat, temperatura în procesele industriale fiind un parametru lent variabil, s-a adoptat pentru generatorul de tact frecvenţa de 500 Hz aşa încît durata maximă a unui ciclu de măsurare este de 0,2 s (pentru temperatura maximă de 100°C).

Afişarea rezultatului s-a făcut pe celule de afişare decadice cu LED-uri.

Semnalul de ieşire analogic obţinut prin convertorul numeric analogic este de 0—10 V (dar poate fi uşor transformat în semnal unificat 2—10 mA sau 4—20 mA utilizînd un etaj final de conversie tensiune-curent).

Verificările exprimentale efectuate prin comparație cu indicațiile unui termometru de clasă de precizie 0,1 au arătat că eroarea maximă absolută nu depășește 0,2°C pe domeniul 0 ... 100°C, apreciindu-se astfel că s-a realizat un traductor de clasă 0,2 (precizia este condiționată de calibrarea rezistențelor de echilibrare; printr-o calibrare îngrijită se pot obține precizii și mai bune).

4. Relații de calcul și performanțe

După cum s-a prezentat anterior, puntea Wheatstone cu echilibrare automată, oferă amplificatorului AD o tensiune de dezechilibru continuă. Se remarcă următoarele aspecte:

a) tensiunea de dezechilibru are totdeauna același sens avînd în vedere că puntea este inițial echilibrată la θ_{min} iar prin ciclizare procesul de echilibrare, indiferent de temperatura măsurată, pornește de la această situație;

b) amplificatorul AD trebuie folosit în montaj neinversor astfel încît apariția accidentală a unei temperaturi inferioare lui θ_{min} (care ar presupune o schimbare a polarității tensiunii de dezechilibru) să nu poată fi luată în considerație;

c) tensiunea de alimentare a punții trebuie astfel stabilită încît la temperatura θ_{min} curentul prin termorezistență să nu depășească valoarea de $I_{\theta max}$ impusă de fabrica constructoare a elementului sensibil ($I_{\theta max} = 10$ mA pentru termorezistențele de Pt 100 Ω fabricate de I.E.A.).

Ținînd seama de cele enunțate mai sus structura de calcul pentru puntea Wheatstone este cea prezentată în fig. 7., unde în R_r au fost cuprinse valorile rezistențelor $R^1_{0,1}$, $R^1_{0,2}$, ..., R^1_{80}.

Se pot scrie următoarele relații de dimensionare:

— pentru temperatura θ_{min}

$$R_1 \cdot R_4 = R_3 \cdot R_{\theta min} \tag{9}$$

$$E = I_{\theta max}(R_{\theta min} + R_4) \tag{10}$$

— pentru temperatura θ_{max}

$$(R_1 + R_{\theta max})\, R_4 = R_3 \cdot R_{\theta max} \tag{11}$$

Dacă se presupune că puntea a fost echilibrată la o temperatură $\theta_1 \in [\theta_{min}, \theta_{max}]$ și se dorește o nouă echilibrare la temperatura $\theta_2 = \theta_1 + \Delta\theta \in [\theta_{min}, \theta_{max}]$, pentru temperatura θ_1 se obține

$$(R_1 + R_{v_1}) \cdot R_4 = R_3 \cdot R_{\theta_1} \tag{12}$$

iar pentru temperatura θ_2

$$(R_1 + R_{v_2}) R_4 = R_3 \cdot R_{\theta_2} \tag{12}$$

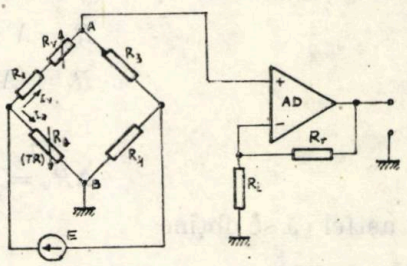


Fig. 7. Structura de calcul a punții Wheatstone cu echilibrare automată

Dar

$$R_{\theta_2} = R_{\theta_1} + \Delta R_\theta \tag{14}$$

și deci

$$R_{v_2} = R_{v_1} + \Delta R_v \tag{15}$$

astfel că din (12) ... (15) rezultă

$$\Delta R_v = \frac{R_3}{R_4} \Delta R_\theta \tag{16}$$

Relația (16) oferă o indicație foarte utilă în sensul că, impunîndu-se intervalul de temperatură $\Delta\theta_{min}$ care trebuie sesizat de traductor, raportul R_3/R_4 trebuie ales astfel încît ΔR_v să poată fi ușor realizată fizic cu precizie corespunzătoare. S-a adoptat R_3/R_4 astfel că pentru $\Delta\theta = 0{,}1°C$, în cazul aparatului de față, a rezultat $\Delta R_v = 1\Omega$. În acest mod au fost fixate valorile rezistențelor de echilibrare $R^1_{0.1}, R^1_{0.2}, \ldots, R^1_{80}$ (1, 2, 4, 8, 10, 20, 40, 80, 100, 200, 400, 800 Ω).

În continuare, pentru calculul celorlalte elemente ale punții, se are în vedere că cea mai mică valoare a tensiunii de dezechilibru care apare să poată fi sesizată de amplificatorul diferențial. Notînd tensiunea de decalare a amplificatorului AD cu U_0 această condiție devine

$$U_{dez_{min}} > U_0 \tag{17}$$

Ținînd seama că rezoluția scade către limita superioară a domeniului, valoarea minimă a tensiunii de dezechilibru apare în cazul cînd puntea a fost echilibrată la temperatura

$$\theta_1 = \theta_{max} - \Delta\theta \tag{18}$$

și se dorește o nouă măsurare la θ_{max}. Avînd în vedere relațiile (12) ... (15) tensiunea minimă de dezechilibru va fi

$$U_{dez_{min}} = E\left[\frac{R_{\theta_{max}}}{R_{\theta_{max}} + R_4} - \frac{R_1 + R_{v_{max}} - \Delta R_v}{R_1 + R_{v_{max}} - \Delta R + R_3}\right] \tag{19}$$

sau, notînd $R_3/R_4 = X$, rezultă

$$\left.\begin{aligned} R_3 &= X \cdot R_4 \\ R_1 &= X R_{\theta_{min}} \\ R_{v_{max}} &= X(R_{\theta_{max}} - R_{\theta_{min}}) \\ \Delta R_v &= X \cdot \Delta R_\theta \end{aligned}\right\} \tag{20}$$

astfel că se obține

$$U_{dez_{min}} = I_{\theta_{max}}(R_{\theta_{min}} + R_4)\,\frac{\Delta R_\theta \cdot R_4}{(R_{\theta_{max}} + R_4 - \Delta R_\theta)(R_{\theta_{max}} + R_4)} \tag{21}$$

Ținînd seama de posibilitățile de compensare ale tensiunii de decalare U_0 la amplificatoarele operaționale se poate considera într-o primă etapă

$$U_{dez_{min}} = U_0 \tag{22}$$

și avînd valorile $I_{max} = 10$ mA, R_{max} și R_{min} corespunzătoare termorezistenței alese, rezultă din (21) o ecuație în care necunoscuta R_4 va fi determinată funcție de U_0. Prin rezolvarea ecuației de ordinul 2, și punînd condiția ca cel puțin o valoare a lui R_4 să fie pozitivă, va rezulta limita superioară pe care poate să o aibă U_0. Prin alegerea amplificatorului AD, astfel încît tensiunea U_0 care-i corespunde să fie inferioară limitei admise și prin compensare să se reducă cu cel puțin un ordin de mărime, se recalculează R_4. Avînd valoarea lui R_4 și cunoscînd valoarea X (a raportului R_3/R_4) așa cum s-a arătat anterior, se pot deduce celelalte rezistențe ale brațelor de punte, precum și valoarea tensiunii de alimentare E.

Comparatorul s-a prevăzut cu circuite rezistive pentru crearea unei zone de histerezis care să preîntîmpine bascularea sa la tensiuni de zgomot perturbatoare. Factorul de amplificare al amplificatorului AD s-a determinat astfel încît pentru $U_{dez_{min}}$ să dea la ieșire o tensiune capabilă să basculeze comparatorul.

În ceea ce privește celelalte blocuri componente structura lor și circuitele au fost alese pe baza metodelor uzuale de proiectare a blocurilor numerice.

Precizia traductorului este determinată în primul rînd de funcționarea punții Wheatstone care potrivit relației (16) poate fi de cel mult 0,1°C. În afară de aceasta o altă sursă de erori o poate constitui neliniaritatea caracteristicii $R_\theta = f(\theta)$. În domeniul considerat eroarea de neliniaritate a elementului sensibil nu depășește 0,05% fiind practic neglijabilă. Prin alegerea unui amplificator cu derivă termică mai mică de 2 μV/°C eroarea datorată variației temperaturii mediului este de asemenea neglijabilă. Întrucît întreaga schemă funcționează în circuit închis orice alte mărimi perturbatoare sînt rejectate eliminîndu-se și posibilitățile de hazard ale circuitelor numerice. Ca urmare eroarea absolută de 0,2°C evaluată prin calcul și verificată experimental este acoperitoare rezultînd un aparat de clasă 0,2 pentru domeniul menționat.

Pentru o gamă extinsă de măsurare a temperaturii cu același tip de element sensibil (Pt 100 Ω) erorile de neliniaritate introduse de termorezistență devin importante și pot depăși clasa de precizie impusă prin proiectare. În aceste condiții, relațiile de proiectare rămîn valabile, cu observația că se va proceda la eliminarea erorilor de neliniaritate prin introducerea unei rezistențe în paralel cu rezistența de echilibrare variabilă R_v, dimensionarea acesteia făcîndu-se din condiții de eroare la capete și în puncte critice din domeniu.

Concluzii

Din cele arătate rezultă că traductorul de temperatură realizat, în condițiile unei complexități reduse, realizează performanțe superioare tipurilor de traductoare aflate în producția curentă atît în ceea ce privește

precizia cît și semnalul de ieșire (analogic și numeric). Sub aspect economic prețul de cost este inferior traductoarelor fabricate de I.E.A.

Aplicarea metodei expuse se poate face în mod similar și pentru alte tipuri de traductoare cu element sensibil rezistiv.

BIBLIOGRAFIE

1. *R. L. Morris, J. R. Miller*, Proiectarea cu circuite integrate TTL, Ed. Tehnică, 1974.
2. *C. Bulucea, M. Vais, H. Profeta*, Circuite integrate liniare, Ed. Tehnică, 1976.
3. *E. Pop, V. Stoica*, Principii și metode de măsurare numerică, Ed. Facla, 1977.
4. *G. Ionescu*, Măsurări și traductoare, partea I, Ed. I.P.B., 1976.
5. *G. Ionescu, B. Droașcă, V. Sgârciu-Dogeanu*, Traductor de temperatură cu termorezistență, Comunicare la sesiunea I.P.A. 1979.
6. * * * La mesure numérique de températures, E.M.I. 1974, iunie.
7. * * * Réalisation d'un thermomètre liniare à résistance de platine et à très faible erreur, E.M.I. iulie 1974.

Digital Temperature Transducer

The paper is dealing with a temperature transducer based on a digital Wheatstone bridge automatically balanced, using solide-state.

The operation of the transducer is analysed and the design of the various units are presented. The performances obtained, especially the linearity and the rezolution, are superior to those of the analog transducers currently utilized in industry, without increasing the cost.

BULETINUL INSTITUTULUI POLITEHNIC „GHEORGHE GHEORGHIU-DEJ"
BUCUREȘTI
SERIA ELECTROTEHNICĂ
Tomul XLI — 1979, Numărul 2

C.Z.: 681.3.06

SUPORT SOFTWARE PENTRU MICROPROGRAMAREA UNUI MINICALCULATOR UNIVERSAL.

ANCA STOICA, GH. DARIE *

Articolul prezintă descrierea sintactică și implementarea unui limbaj care permite scrierea de microprograme pentru un minicalculator universal, modular, de generația 3,5. Sînt prezentate rezultatele obținute, un exemplu de utilizare a limbajului și sînt descrise posibile aplicații legate în special de emularea unui alt calculator, diferit de cel de origine.

Introducere

Articolul de față își propune să prezinte suportul software necesar unui minicalculator microprogramat avînd următoarele caracteristici: universal, de generație 3,5, modular.

Pentru implementarea unității de comandă a acestui minicalculator s-a utilizat microprogramarea, ceea ce permite ca secvențele de semnale de comandă să fie organizate sub forma unor cuvinte memorate în memoria de comandă (MC). În afara acestei memorii, unitatea de comandă mai conține: decodificatorul de microinstrucțiuni, modulul de secvență și stiva de întreruperi. Un modul independent îl formează întreruperile și condițiile care sînt grupate conform următoarei priorități:

grupa I: defect de alimentare.
grupa II: erori.
— grupa III: întreruperi externe.
— grupa IV: condiții.

Articolul își propune să prezinte următoarele probleme:

— definirea unui limbaj de scriere a microprogramelor.
— conceperea unui crosgenerator de cod executabil.
— aplicarea microprogramării pentru emularea unui alt calculator, diferit de cel de bază.

1. Definirea sintactică a limbajului

Limbajul LSM este un limbaj de tip assembler care permite scrierea microprogramelor necesare minicalculatorului. Sintaxa completă a limbajului LSM utilizează un vocabular de cuvinte rezervate și simboli

Manuscris predat redacției la data de 21 noiembrie 1978.
* Asistent ing. Catedra Organizare; Cercet. șt. pr. ing. I.T.C. București.

care formează microinstrucțiunile și programele. Cuvintele rezervate sînt scrise cu majuscule.

Fiecare linie executabilă a unui program LSM corespunde unei microinstrucțiuni care reprezintă setul de funcții executate în paralel la fiecare tact al mașinii. Funcțiile includ : operații de I/E, aritmetice, logice, testări de condiții, încărcări de registre, etc.

Pentru definirea sintaxei limbajului, se utilizează forma Backus-Naur (FBN) ca metalimbaj și următorii simboli FBN :

1. ⟨ ⟩ Parantezele frînte dreapta sau stînga pentru a defini numele categoriilor sintactice.
2. : : = De două ori două puncte și egal înseamnă „se definește ca' și separă numele categoriei sintactice de definiția sa.
3. / Bara separă definițiile alternative ale unei categorii sintactice.
4. { } Parantezele stînga și dreapta includ o descriere în clara unității sintactice.
5. Juxtapunerea simbolilor metalimbajului, a simbolilor sau a cuvintelor rezervate este utilizată pentru a indica concatenarea.

Orice caracter sau simbol care apare într-o formulă a metalimbajului, nu este un simbol al metalimbajului și este inclus în paranteze, se definește pe el însuși.

Elementele de bază ale limbajului sînt următoarele :

⟨Literă⟩ : : = *A*/*B*/*C*/. . . . . /*X*/*Y*/*Z*
⟨Cifră Octală⟩ : : = 0/1/2/. · . . . /7
⟨Cifră⟩ : : = ⟨Cifră octală⟩ /8/9
⟨Cifră hexazecimală⟩ : : = ⟨Cifră⟩ /*A*/*B*/*C*/*D*/*E*/*F*
⟨Semn⟩ : : = ,/ :/ *
⟨Un spațiu⟩ : : = {o poziție de blank}
⟨Spații⟩ : : = ⟨Un spațiu⟩/⟨Un spațiu⟩⟨Spații⟩
⟨Caracter⟩ : : = ⟨Literă⟩/⟨Cifră⟩/⟨Un spațiu⟩/⟨Semn⟩
⟨Caractere de comentariu⟩ : : = ⟨Caracter⟩ /./ = &/$/
⟨Nimic⟩ : : = {Șirul nul de caractere}
⟨Comentariu⟩ : : = {Orice secvență de Caractere de comentariu}

Spațiile nu trebuie să apară între literele unui cuvînt rezervat deoarece în acest caz se va interpreta ca fiind două elemente. Spațiile sînt utilizate ca delimitatori pentru a separa cuvintele rezervate iar virgulele separă cîmpurile. Liniile de comentariu se definesc astfel

⟨Linie de comentariu⟩ : : = ⟨*Caracter de comentariu⟩

1.1. Instrucțiuni executabile : pot fi de trei tipuri

— Tip 1. Instrucțiuni condiționale
  — 1.1. De tip I
  — 1.2. De tip II
— Tip 2. Instrucțiuni de încărcare

Instrucțiunile condiționale de tip I au următoarea definiție sintactică :

⟨Instr. cond. I⟩ : : = ⟨Parte condițională⟩/⟨Parte necondițională⟩
⟨Parte necondițională⟩ : : = ⟨Listă de componente⟩
⟨Listă de componente⟩ : : = ⟨Componentă⟩/⟨Listă de componente⟩; ⟨Componentă⟩/⟨Nimic⟩
⟨Componente⟩ : : = ⟨Oper ALU⟩/⟨Popcode⟩/⟨Succesor⟩

⟨Parte condiţională⟩ : : = ⟨Clauză IF⟩ ⟨Listă comp. cond.⟩
⟨Clauză IF⟩ : : = IF ⟨Condiţie⟩
⟨Listă comp. cond.⟩ : : = THEN ⟨Listă de componente⟩
⟨Condiţie⟩ : : = ⟨Non⟩ ⟨Cond.⟩/⟨Cond⟩
⟨Non⟩ : : = N/⟨Nimic⟩
⟨Cond⟩ : : = ACLOW/ PKERR/ TOPMER/ TOPIBER/ IBODAD/ /MODAD/.../PWRON/BREQ/HALT

Operaţiile ALU se definesc astfel :

⟨Oper ALU⟩ : : = ⟨Op ALU⟩ ⟨Op SHIFT⟩ ⟨Destinaţie⟩
⟨Op ALU⟩ : : = ⟨Unară⟩/⟨Binară⟩/Nimic⟩
⟨Unară⟩ : : = NONA /NONB/SELB/SELA
⟨Binară⟩ : : = ⟨Oprd A⟩ ⟨Cod ALU⟩ ⟨Oprd B⟩/⟨Oprd A⟩ ⟨Cod ALU⟩ ⟨Mască⟩ ⟨Oprd B⟩
⟨Oprd A⟩ : : = WR1/WR2/AMPCR/IDR/.../FR6/FR7/SAR
⟨Cod ALU⟩ : : = NAND/ORNA/MINUS/NOR/.../AND
⟨Oprd B⟩ : : = BW1/BWR2/BAMPCR/BIDR/002/OOF/OFF/EOOO
⟨Mască⟩ : : = BOOT/BOTT/BTOO/BTTT
⟨Destinaţie⟩ : : = ⟨Oprd A⟩
⟨Op SHIFT⟩ : : = SHR/SHL/SHLC

WR1, WR2, AMPCR,... FR7, SAR, sînt registrele minicalculatorului. În cazul în care conţin operandul B pentru instrucţiunile aritmetice şi logice ele se specifică printr-un B ataşat numelui registrului (în faţa lui).

NAND, ORNA, MINUS,... AND sînt denumirile operaţiilor ALU : $\overline{AB}$, $\overline{A} + B$, $A - B$,...AB.

BOOT, BOTT, BTOO, BTTT indică operaţii de mascare a conţinutului operandului de pe magistrala B.

SHR, SHL, SHLC indică operaţii de deplasare a conţinutului acumulatorului la dreapta, respectiv stînga, stînga circular.

Operaţiile denumite„Popcode" se referă la citirea/scrierea memoriei sau registrelor perifericelor (DATI, DATO, DATOB).

⟨Popcode⟩ : : = IMR/IMW/DATI/DATO/DATOB
⟨Succesor⟩ : : = ITCALL/STEP/SKIP/WAIT/EXEC/JUMP/CALL/ /RETURN
⟨Instr. cond. II⟩ : : = ⟨Comp⟩ ⟨Cond succesor⟩/⟨Listă de comp⟩ ⟨Cond succesor⟩
⟨Comp⟩ : : = ⟨Oper ALU⟩/⟨Popcode⟩/⟨Nimic⟩
⟨Cond succesor⟩ : : = ⟨Clauză IF⟩ ⟨Lista comp cond⟩/⟨Nimic⟩
⟨Lista comp cond⟩ : : = THEN ⟨Succesor⟩
⟨Listă de comp⟩ : : = ⟨Componentă⟩/⟨Listă de componente⟩; ⟨Componentă⟩/⟨Nimic⟩

Categoriile sintactice : ⟨Oper ALU⟩, ⟨Popcode⟩, ⟨Clauză IF⟩ se definesc la fel ca în cazul instrucţiunilor condiţionale de tip I.

⟨Instr. de încărcare⟩ : : = ⟨Listă de componente⟩
⟨Listă de componente⟩ : : = ⟨Componentă⟩/⟨Listă de componente⟩; ⟨Componentă⟩
⟨Componentă⟩ : : = ⟨Încărcare AMPCR⟩/⟨Opcode⟩/⟨Emcode⟩/⟨Încărcare SAR⟩
⟨Încărcare AMPCR⟩ : : = ⟨Cod⟩ ⟨Cantitate⟩
⟨Cod⟩ : : = LDS/LDZ/LDO/LDH

LDS Încarcă simbol (nume simbolic)

LDZ Încarcă constantă zecimală
LDO Încarcă constantă octală
LDH Încarcă constantă hexazecimală
⟨Cantitate⟩ : : = ⟨Număr⟩/⟨Nume simbolic⟩
⟨Număr⟩ : : = ⟨Număr zecimal⟩/⟨Număr octal⟩/⟨Număr hexazecimal⟩
⟨Număr zecimal⟩ : : = ⟨Cifră⟩/⟨Număr zecimal⟩ ⟨Cifră⟩
⟨Număr octal⟩ : : = ⟨Cifră octală⟩/⟨Număr octal⟩ ⟨Cifră octală⟩
⟨Număr hexazecimal⟩ : : = ⟨Cifră hexazecimală⟩/⟨Număr hexazecimal⟩ ⟨Cifră hexazecimală⟩
⟨Nume simbolic⟩ : : = ⟨Literă⟩/⟨Nume simbolic⟩ ⟨Literă⟩/⟨Nume simbolic⟩ ⟨Cifră⟩
⟨Opcode⟩ : : = CMR/CMRLH/CMW/CMWLH/READEXT/WRITEXT/ /PIT

Codurile „Opcode" se referă la citirea sau scrierea memoriei de comandă, citiri sau scrieri externe, întreruperi procesor.
⟨Emcode⟩ : : = STAL/STZN/STVZN/STVC/LDCREN/CREN

Codurile „Emcode" se utilizează pentru memorarea indicatorilor de condiții (Z, N, V, C) sau încărcarea acestora.

1.2. Instrucțiuni neexecutabile

În această categorie, au fost grupate următoarele tipuri de instrucțiuni :

Tip 3. Definiri de : adrese de start, constante, zone de memorie.
Sintaxa acestor instrucțiuni este următoarea :

[Etichetă] SA Număr Definește adresa de început a unui program.
[Etichetă] DZ Număr Definește o zonă de memorie
[Etichetă] {DCZ / DCO / DCH} $Număr_1$, $Număr_2$,... $Număr_n$ Definesc constante zecimale, octale sau hexazecimale

Tip 4. Instrucțiuni de definire sau referire de simboli globali

{DEF / DEF} $Nume_1$, $Nume_2$,...$Nume_{12}$

Tip 5. Macroinstrucțiuni

[Etichetă] {SYCALL / SYJUMP / SYEXEC} Nume

Tip 6. Directive

PROG
END
STOP

1.3. Structura programelor LSM

⟨Program⟩ : : = ⟨Linia numelui programului⟩ ⟨Corp⟩ ⟨Linia de sfîrșit⟩
⟨Linia numelui programului⟩ : : = PROG ⟨Nume prog⟩
⟨Nume prog⟩ : : = ⟨Nume simbolic⟩
⟨Adresă de start⟩ : : = SA ⟨Adresă zecimală⟩

⟨Adresă zecimală⟩ : : = ⟨Număr zecimal⟩
⟨Număr zecimal⟩ : : ⟨Cifră zecimală⟩/⟨Număr zecimal⟩ ⟨Cifră zecimală⟩
⟨Corp⟩ : : = ⟨Linie comentariu⟩/⟨Linie⟩/⟨Corp⟩⟨Linie⟩
⟨Linie⟩ : : = ⟨Sycall⟩/⟨Syjump⟩/⟨Syexec⟩/⟨Instrucțiune⟩
⟨Sycall⟩ : : = ⟨Etichetă⟩ SYCALL ⟨Nume simbolic⟩
⟨Syjump⟩ : : = ⟨Etichetă⟩ SYJUMP ⟨Nume simbolic⟩
⟨Syexec⟩ : : = ⟨Etichetă⟩ SYEXEC ⟨Nume simbolic⟩
⟨Instrucțiune⟩ : : = ⟨Etichetă⟩ ⟨Instr. cond. I⟩/⟨Etichetă⟩ ⟨Instr. cond. II⟩/⟨Etichetă⟩ ⟨Instr. de încărcare⟩/⟨Etichetă⟩ ⟨Directivă⟩
⟨Linie comentariu⟩ : : = *{Orice secvență de cuvinte cu rol de comentariu}
⟨Etichetă⟩ : : = ⟨Nume simbolic⟩
⟨Directivă⟩ : : = ⟨Generare de date⟩/⟨Rezervare de zonă⟩/⟨Directive pentru simboli globali⟩
⟨Generare de date⟩ : : = ⟨Cuv. rezervat⟩ ⟨Număr⟩
⟨Cuv. rezervat⟩ : : = DCZ/DCO/DCH
⟨Rezervare de zonă⟩ : : = DZ ⟨Număr⟩
⟨Directive pentru simboli globali⟩ : : = ⟨Def/Ref⟩ ⟨Număr⟩
⟨Def/Ref⟩ : : = DEF/REF
⟨Sfîrșit program⟩ : : = END
⟨Sfîrșit lanț de programe⟩ : : = STOP

Fiecare instrucțiune executabilă generează un cuvînt de microprogram, directivele permițînd un control al generării, iar macroinstrucțiunile reprezentînd facilități puse la dispoziția programatorului în scopul unei scrieri mai succinte a instrucțiunilor.

2. Descrierea crosgeneratorului de cod (CGC)

Crosgeneratorul de cod îndeplinește funcțiile unui crosassembler plus cîteva funcții suplimentare legate de procedeul de legare a programelor (tratarea simbolilor globali) și încărcare. Pentru realizarea acestor obiective, CGC folosește următoarele faze de lucru :

— analiza sintactică a instrucțiunii LSM
— generarea codurilor pe cîmpuri de microinstrucțiuni
— asamblarea codurilor într-o microinstrucțiune și memorarea acesteia în zona rezervată imaginii memoriei de comandă (MC)
— transferarea la sfîrșitul programului a imaginii MC pe un suport extern acceptat de minicalculator, respectiv banda perforată.

Principiul de lucru al analizatorului sintatic este cel al analizei pe cîmpuri. În acest scop se folosesc următoarele convenții pentru instrucțiunile LSM :

— există cel mult 14 cîmpuri într-o instrucțiune ;
— cîmpurile unei instrucțiuni se succed în ordine prestabilită ;
— în formularea unei instrucțiuni nu este obligatorie introducerea tuturor cîmpurilor, în acest caz generîndu-se automat coduri neoperaționale ;
— separatorii de cîmpuri sînt : blank-ul sau virgula, iar după etichete urmează obligatoriu „ :”.

Pe baza acestor convenții procesul de crosgenerare se desfășoară astfel :

— Se citește cartela (Linia de instrucțiune LSM) într-un buffer de instrucțiune și se editează.

— Se detectează primul cîmp real prin utilizarea separatorilor și se trece cîmpul real într-un buffer de cîmp.
— Se începe identificarea cîmpului real prin compararea cu cîmpurile virutale care au succesiunea prestabilită.
— La primul cîmp se analizează existența unei etichete care se va înregistra în tabelul de nume simbolice.
— Analiza pentru cîmpul doi stabilește tipul de instrucțiune, ceea ce permite simplificarea analizei la nivelul celorlalte cîmpuri.
— Analiza se continuă prin parcurgerea tuturor cîmpurilor virtuale ; în cazul cînd lipsește un cîmp se generează un cod neoperațional și se trece la următorul cîmp virtual, în caz contrar se generează codul corespunzător și se schimbă conținutul bufferului de cîmp cu cel al noului cîmp real detectat prin intermediul separatorilor.
— Analiza unei instrucțiuni se termină fie în cazul cînd indicatorul de cîmp este egal cu 15 fie în cazul în care indicatorul de caractere analizate ajunge egal cu 80.

La terminarea analizei unei instrucțiuni se editează un mesaj de eroare, dacă este cazul, și se generează un cuvînt în MC, avansîndu-se și contorul de adrese al MC.

Se reia analiza prin citirea unei noi cartele de instrucțiuni.

Problema numelor simbolice folosite în program se rezolvă astfel : unui nume simbolic i se atașează o valoare egală cu valoarea contorului de adrese al MC corespunzătoare liniei de instrucțiune în care se definește. Numele simbolic utilizat într-o instrucțiune se înlocuiește cu o valoare în cazul în care el a fost definit, în caz contrar cu o adresă relativă într-un tabel al referințelor nerezolvate. Valoarea efectivă a simbolului se introduce în locația corespunzătoare din MC la tratarea instrucțiuniii STOP.

Programul CODGEN, la întîlnirea cartelei STOP, editează în hexazecimal conținutul imaginii memoriei MC și perforează o bandă conform regulilor de încărcare a MC a minicalculatorului.

Crosgeneratorul de cod, denumit CODGEN, se compune în principal din două părți, redactate în limbajul LPS și respectiv ASSIRIS (programul de tratare a simbolilor). Limbajul LPS a fost utilizat datorită facilităților pe care acesta le prezintă la nivelul tratării caracterelor. Necesitățile impuse de modul de lucru specific compilatorului LPS au determinat împărțirea programului în trei module compilate separat. Între aceste module, sînt schimbate o serie de informații prin intermediul a două zone de date comune. La nivelul primului modul există o unitate de program de tip PROGRAM în care se tratează :

— citirea instrucțiunii în buffer ;
— editarea instrucțiunii ;
— analiza pe caractere pentru detectarea cîmpurilor reale ;
— apelarea subrutinelor de identificare a cîmpurilor reale prin compararea lor cu cîmpurile virtuale ;
— stabilirea sfîrșitului procesului de analiză la nivelul instrucțiunii ;
— apelarea subrutinei de tratare a sfîrșitului de linie ;
— apelarea subrutinei de editare a mesajelor de eroare.

Cel de-al doilea modul este constituit din 14 entități de program numite PROCEDURE, fiecare din ele fiind destinat operației de identificare a cîmpului real cu unul din cele 14 cîmpuri virtuale de instrucțiune.

În modulul trei sînt reunite o serie de subrutine, sub formă de PROCEDURE care asigură efectuarea unor servicii generale ca : identificarea unui cod dintr-o tabelă (IDENCOD) ; introducerea și căutarea numelor simbolice în tabele (INSTAL și CAUTARE) ; înscrierea în tabele specifice a numelor declarate prin DEF și REF (INSCND și INSCNR) ; tratarea tabelelor de nume simbolice locale la întîlnirea comenzii END (ANULTSLO) ; editarea mesajelor de erori sintactice (MSER) ; conversiile binare, hexazecimale și octale (BINAR, HEXOCT), și în sfîrșit, rutina de sinteză a instrucțiunii (TERMLIN).

3. Procedeul de tratare a simbolilor

Simbolii (numele simbolice) definiți în program se împart în două mari categorii : locali și globali (definiți sau referiți).

Crosgeneratorul, plecînd de la textul programelor sursă își propune să genereze un cod direct executabil. În acest scop una din funcțiile sale este asocierea de adrese absolute numelor simbolice din programele LSM, care se realizează prin intermediul a trei tabele :

— TSGD tabel al simbolilor globali definiți
— TSGR tabel al simbolilor globali referiți
— TSLO tabel al simbolilor locali

Aceste trei tabele cuprind fiecare un număr de intrări care se stabilește ținînd cont de metoda de căutare.

Fiecare intrare are trei cuvinte a 32 biți și următoarea structură :

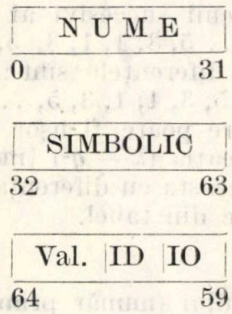


Fig. 1

Octeții 0—7 nume simbolic (pînă la 8 caractere, primul o literă)
Octeții 8—9 valoare
Octetul 10 indicator de definire al simbolului (ID)
Octetul 11 indicator de ocupare a intrării (IO)

Indicatorul IO se face egal cu 1 în cazul primei apariții a unui simbol în program și, dacă instrucțiunea este de definire a simbolului, (ID = 1), se memorează valoarea în tabel, în caz contrar se memorează adresa unei liste de referințe nerezolvate (LRN) care va conține, adresele din program unde apare simbolul respectiv și care vor fi rezolvate în momentul întîlnirii instrucțiunii de definire a simbolului.

Exemplu :

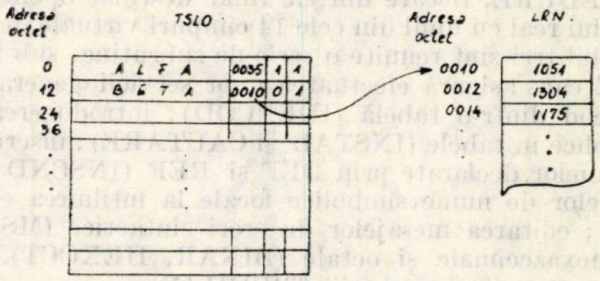


Fig. 2

Tabelele sînt organizate astfel încît să permită utilizarea unei metode de căutare pătratică [1]. În acest scop, dimensiunea tabelelor este un număr prim de forma $4n + 3$, unde n este un număr întreg, iar simbolii sînt memoraţi conform unui algoritm de 'hashing'.

Funcţia de căutare este de forma $(k + i^2)$ [mod p] $i = 1, 2, \ldots$ $\ldots (p - 1)/2$, unde p = dimensiunea unui tabel. Metoda de căutare derivă din căutarea pătratică propusă de Radke, care testează :

a) locaţia k ;

b) locaţiile $(k + i^2)$ [mod p] şi $(k - i^2)$ [mod p] pentru $i = 1, 2, \ldots$ $\ldots (p - 1)/2$ pentru a găsi un simbol de nume dat.

Fie $q = (p - 1)/2$. Şirul locaţiilor testate poate fi scris astfel :

$(k - q^2)$, $\{k - (q - 1)^2\}, \ldots$ $k - 9$, $k - 4$, $k - 1$, k, $k + 1$, $k + 4, \ldots$ $\ldots \{k + (q - 1)^2\}$, $(k + q^2)$.

Diferenţele între termenii succesivi ai seriei sînt :

$$2q - 1, 2q - 3, \ldots 5, 3, 1, 1, 3, 5, \ldots, 2q - 3, 2q - 1.$$

Deoarece $2q = p - 1$, diferenţele sînt :

$$p - 2, p - 4, \ldots 5, 3, 1, 1, 3, 5, \ldots, p - 4, p - 2.$$

Această serie de numere poate fi uşor generată. Pentru orice k dat se începe căutarea la locaţia $(k - q^2)$ [mod p] şi, locaţia dacă este ocupată, se incrementează aceasta cu diferenţa din şirul de mai sus, căutarea accesînd fiecare locaţie din tabel.

Fie :

INC — incrementul

P — dimensiunea tabelului (număr prim de forma $4n + 3$)

EXISTA — indicator care poziţionat pe zero sau unu indică respectiv existenţa sau absenţa simbolului din tabel.

PLIN — indicator care ia valoarea 1 în cazul umplerii tabelului ;

HA — hash adresa

Atunci, algoritmul de căutare este indicat în fig. 3

Algoritmul permite testarea întregului tabel şi un acces rapid la orice intrare.

4. Rezultate obţinute

Rezultate furnizate de crosgenerator se prezintă sub trei forme :

— listing-ul instrucţiunilor tratate incremental de către analizor ;

— listarea imaginii memoriei MC;

— banda perforată conținînd imaginea MC-ului.

Listing-ul de instrucțiuni conține în prima parte instrucțiunile sursă, iar în a doua parte, cu un rînd mai jos, instrucțiunea obiect generată. Instrucțiunea obiect prezintă trei cîmpuri : primul, pentru contorul de adrese de cuvînt ale MC, al doilea pentru imaginea hexazecimală a instrucțiunii și al treilea pentru imaginea binară a instrucțiunii obiect. De observat că în instrucțiunea obiect nu apar valorile reale ale numelor simbolice decît pentru numele simbolice definite anterior instrucțiunii curente. O altă caracteristică a listing-ului este că instrucțiunea obiect nu apare decît pentru instrucțiunile care nu conțin erori. În cazul erorilor, apare sub linia sursă un cod numeric al erorii.

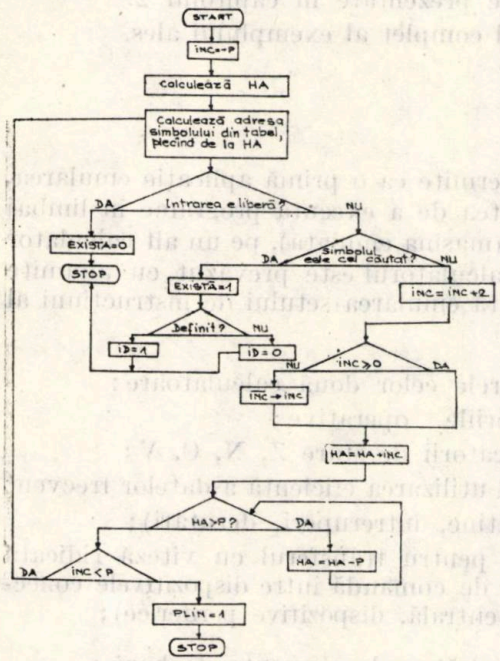


Fig. 3

Listing-ul imaginii MC se editează după rezolvarea problemelor legate de tratarea numelor simbolice, astfel că în instrucțiunile executabile numele simbolice apar cu valoarea lor corectă, în cazul în care nu există erori. Dacă apar erori referitoare la numele simbolice acestea sînt editate sub formă de mesaje.

Banda perforată este folosită ca suport extern pentru memorarea imaginii memoriei MC. Pentru a respecta modul de lucru specific calculatorului, octeții unui cuvînt sînt perforați în ordine de la cei mai puțini semnificativi către cei mai semnificativi.

Într-o altă versiune a crosgeneratorului se prevăd ca suporturi pentru codul executabil generat și cartele perforate sau suporturi magnetice de tip floppy disc sau bandă magnetică.

5. Exemplu

În exemplul ce va fi prezentat se dau : listing-ul sursă și obiect și listing-ul imaginii memoriei MC.

Programul sursă conține două rutine între care se stabilește o legătură prin intermediul numelor simbolice declarate prin DEF și REF. Un asemenea nume este ETIKOD utilizat în prima instrucțiune SYCALL ETIKOD. În instrucțiunea obiect editată, ETIKOD nu este înlocuit cu

valoarea sa reală (100), dar acest lucru se face la nivelul imaginii MC unde în instrucțiunea obiect Ø se dă valoarea corectă în hexazecimal (64). Exemplul ilustrează de asemenea încărcarea și generarea numerelor zecimale, octale și hexazecimale ca și operațiile de rezervare de memorie (DZ) și de poziționare a contorului de adrese al MC la o anumită valoare specificată prin cartela 'SA'. Celelalte tipuri de instrucțiuni fac parte din categoria instrucțiunilor executabile prezentate în capitolul 2.

În anexă se prezintă listing-ul complet al exemplului ales.

6. Aplicații.

Utilizarea microprogramării permite ca o primă aplicație emularea, care se definește ca fiind posibilitatea de a executa programe în limbaj mașină scrise pentru un calculator, (mașina emulată), pe un alt calculator (mașina gazdă). În acest scop, minicalculatorul este prevăzut cu anumite caracteristici de bază care să permită emularea setului de instrucțiuni al unui alt calculator :

— corespondența între registrele celor două calculatoare ;
— corespondența între memoriile operative ;
— corespondența dintre indicatorii de stare Z, N, C, V ;
— existența unei stive pentru utilizarea eficientă a datelor frecvent accesate (apelul de subrutine, întreruperi, derutări) ;
— utilizarea unei magistrale pentru transferul cu viteză ridicată a datelor, adreselor și informațiilor de comandă între dispozitivele conectate pe magistrală (UC, memoria centrală, dispozitive periferice) ;

Pentru emulare se definesc următoarele elemente de bază :

1. Structura memoriei (registre, stive, etc.)
2. Formatul instrucțiunilor mașină (1,2 adrese) incluzînd calculul adresei efective a operanzilor.
3. Codurile de operație și sensul lor funcțional (instrucțiuni aritmetice, salturi, etc.).

Procesul de scriere al emulatorului implică următoarele analize și microprogramarea următoarelor funcții de bază :

1. Asocierea registrelor (stivelor, etc.) mașinii emulate cu cele ale mașinii gazdă.
2. Analiza formatului limbajului mașină și a structurii de adresare.
3. Analiza fiecărui cod de operație definit în limbajul mașină al calculatorului emulat.

Toate registrele mașinii emulate sînt asociate registrelor mașinii gazdă, adică fiecare registru are un corespondent în mașina gazdă. În continuare, structura de adresare implică : indexare, indirectare, adresare relativă sau absolută, stive și conversii de adresare mai complicate (dacă se utilizează memory management).

```
   EMUL 200678ZA  M   1024
1           SA 1024
2           PROG
3           REF ETIKOD ETIKOE ETIKOF
4           DEF ETIKOA ETIKOB
5           SYCALL ETIKOD

6  ETIKOA:  LDO 75032 CMWLH EMADRS LDSAR 14

7           IF ZERO THEN FR4 ORNA BIDR,SHLC ADR,IMW.SKIP

8  ETIKOB:  IF NORWC THEN WAIT

9  ETIKOC:  LDH 1A7F

10          AMPCR SELA ADR

11          LDS ETIKOC

12          IF NEG THEN JUMP

13          SYEXEC ETIKOE


14          SYJUMP ETIKOF


15          DZ 10
16          DCZ 359 78 483 15



17          DCO 67 76 27



18          DCH 3FD 4AC FF


19          END
20          PROG
21          DEF ETIKOD ETIKOE ETIKOF
22          REF ETIKOA ETIKOB
23 ETIKOD:  LDO 1020

24          SELB BAMPCR,ADR

25          DATI

26          IF NORWC THEN,IDR SELA,WR1,WAIT

27          SYEXEC ETIKOB


28          RETURN

29 ETIKOE:  LDS ETIKOG

30 ETIKOF:  IMR

31          IF NZERO THEN,IDR PLUS BF,WR2,WAIT

32          HALT

33          SYJUMP ETIKOA


34          DZ 15
35 ETIKOG:  DCZ 57 84 277



36          END
37          STOP
```

```
1024 2000 177017 125470  1111111100001111 1010101100111000
1025 2001 067440 003664  0110111100100000 0000011111110100
1026 2002 173744 075032  1111011111100100 0111101000011010
1027 2003 111171 132427  1001001001111001 1011010100010111
1028 2004 063476 036233  0110011100111110 0011110010011011
1029 2005 177017 015177  1111111100001111 0001101001111111
1030 2006 067444 033617  0110111100100100 0011011110001111
1031 2007 177017 002005  1111111100001111 0000010000000101
1032 2010 063476 036557  0110011100111110 0011110101101111
1033 2011 177017 123664  1111111100001111 1010011110110100
1034 2012 067440 003644  0110111100100000 0000011110100100
1035 2013 177017 132254  1111111100001111 1011010010101100
1036 2014 067440 003654  0110111100100000 0000011110101100

1047 2027 000000 000547  0000000000000000 0000000101100111
1048 2030 000000 000116  0000000000000000 0000000001001110
1049 2031 000000 000743  0000000000000000 0000000111100011
1050 2032 000000 000017  0000000000000000 0000000000001111

1051 2033 000000 000067  0000000000000000 0000000000110111
1052 2034 000000 000076  0000000000000000 0000000000111110
1053 2035 000000 000027  0000000000000000 0000000000010111

1054 2036 000000 001775  0000000000000000 0000001111111101
1055 2037 000000 002254  0000000000000000 0000010010101100
1056 2040 000000 000377  0000000000000000 0000000011111111

1057 2041 177017 001774  1111111100001111 0000001111111100

1058 2042 065056 037617  0110101000101110 0011111110001111

1059 2043 023456 037617  0010011100101110 0011111110001111

1060 2044 167446 002233  1110111001001110 0000010010011011

1061 2045 177017 002004  1111111100001111 0000010000000100
1062 2046 067440 003644  0110111100100000 0000011110100100

1063 2047 063476 037677  0110011100111110 0011111110111111

1064 2050 177017 000644  1111111100001111 0000000110100100

1065 2051 003456 037617  0000011100101110 0011111110001111

1066 2052 166246 106433  1110110010100110 1000110100011011

1067 2053 063476 037517  0110011100111110 0011111101001111

1068 2054 177017 002002  1111111100001111 0000010000000010
1069 2055 067440 003652  0110111100100000 0000011110101100

1085 2075 000000 000071  0000000000000000 0000000000111001
1086 2076 000000 000124  0000000000000000 0000000001010100
1087 2077 000000 000424  0000000000000000 0000000100010100
```

```
2000 177017 002041  2001 067440 003664  2002 173744 075032  2003 111171 132447  2004 063476 036233  2005 177017 015177
2006 067444 033417  2007 177017 002005  2010 063476 036557  2011 177017 002050  2012 067440 003644  2013 177017 002051
2014 067440 003454  2027 000000 000547  2030 000000 000116  2031 000000 000743  2032 000000 000017  2033 000000 000067
2034 000000 000076  2035 000000 000027  2036 000000 001775  2037 000000 002254  2040 000000 000377  2041 177017 001774
2042 065056 037417  2043 023456 037617  2044 167446 002233  2045 177017 002004  2046 067440 003644  2047 063476 037677
2050 177017 002075  2051 003456 037617  2052 166246 106433  2053 063476 037517  2054 177017 002002  2055 067440 003654
2075 000000 000071  2076 000000 000124  2077 000000 000424  2100 000000 000352
```

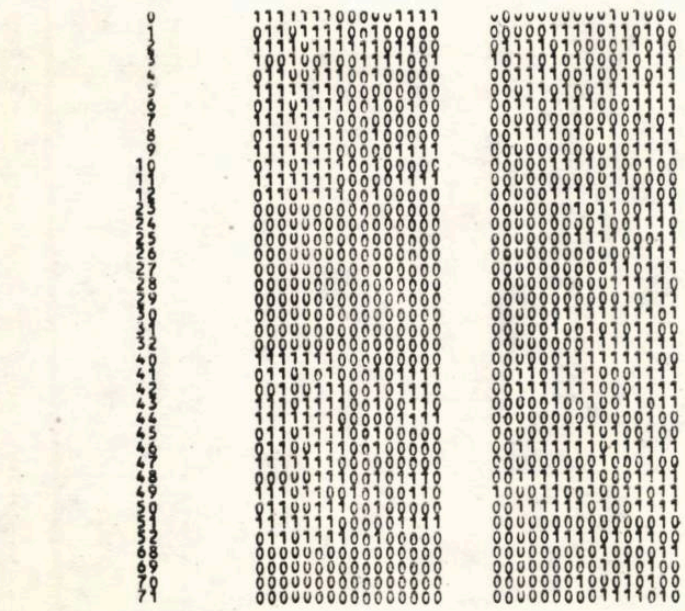
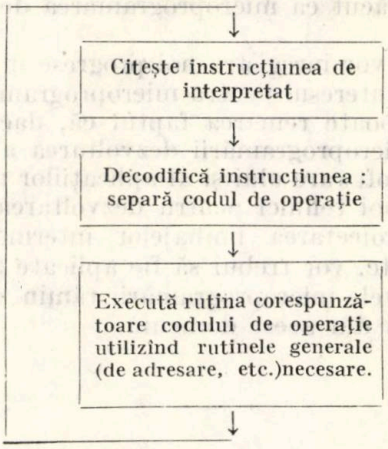
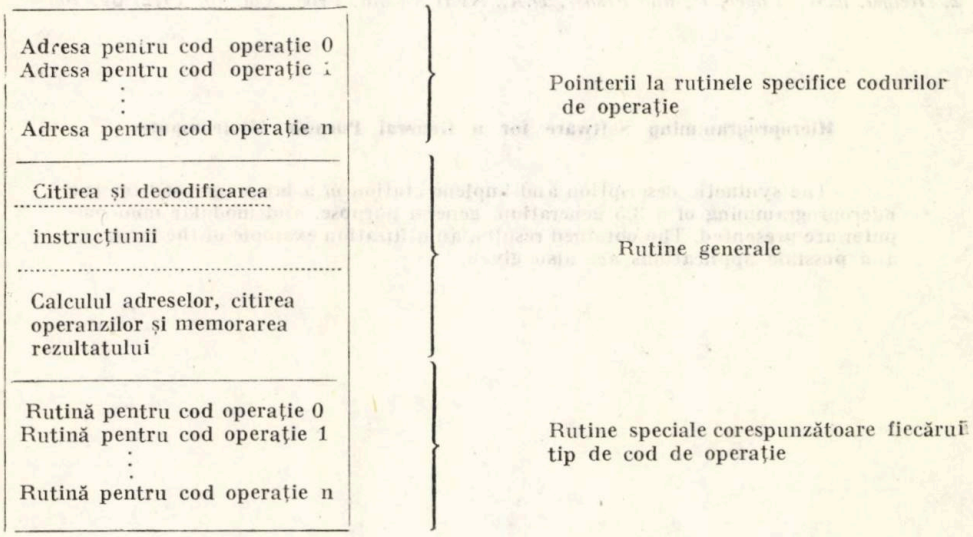


Fig. 4—5

Emularea implică execuţia următorilor paşi :



Configuraţia memoriei de microprograme în cazul emulării este următoarea :



Concluzii

Microprogramarea este un domeniu al ştiinţei calculatoarelor în continuă evoluţie. Iniţial utilizată ca o metodă de proiectare şi construcţie a unităţilor de comandă ale calculatoarelor numerice, ea a devenit un procedeu economic de implementare a arhitecturii calculatoarelor, şi, mai recent un mod de rezolvare a unor aplicaţii ale utilizatorilor bazate pe probleme specifice.

Progresele tehnologiei hardware au făcut posibilă realizarea calculatoarelor microprogramabile dinamic de către utilizatori, iar dezvoltarea software-ului a făcut ca microprogramarea de către utilizatori să devină viabilă.

Pe măsură ce se vor înregistra noi progrese în domeniile hardware-ului, și software-ului, interesul pentru microprogramare și aplicațiile sale va crește. Totuși, se poate remarca faptul că, dacă în domeniul hardware-ului suport al microprogramării dezvoltarea a fost deosebit de accelerată, în domeniul software-ului și al aplicațiilor microprogramării sînt încă multe de făcut : noi tehnici pentru dezvoltarea limbajelor de programare, cum sînt proiectarea limbajelor intermediare, interpretarea, optimizarea codului, etc. vor trebui să fie aplicate și extinse. De aceea, aplicațiile și perspectivele microprogramării rămîn o problemă deschisă cercetării și proiectării din acest domeniu.

BIBLIOGRAFIE

1. *Day, Colin A.*, Full Table Quadratic Searching for Scatter Storage, CACM, No. 8, Aug. 1970
2. *Reigel, E.W., Faber, U. and Fisher, D.A.*, AFIPS Conf. Proc., vol. 40, 1972, pg. 705—

Microprogramming Software for a General Purpose Minicomputer

The syntactic description and implementation of a language used for the microprogramming of a 3.5 generation, general purpose, and modular minicomputer are presented. The obtained results, an utilization example of the language and possible applications are also given.

BULETINUL INSTITUTULUI POLITEHNIC „GHEORGHE GHEORGHIU-DEJ" BUCUREȘTI
SERIA ELECTROTEHNICĂ
Tomul XLI — 1979, Numărul 2

CALCULATOARE

C. Z.: 681.3.04/06

ALGORITHMS FOR DETERMINING LODECC WHICH HAS A GIVEN TIME FUNCTION AS SOLUTION

MARIA ANA NECULA, CR. TĂNĂSESCU*

The set of time functions which represents solutions of linear ordinary differential equations with constant coefficients (LODECC) is considered. The algorithms for obtaining the corresponding LODECC given the time functions are presented.

Introduction

Analog simulation of continuous system involves the generation of certain time functions. (1). For a class of time functions, the analog generation is always possible by implementing on the analog computer a LODECC, which presents the advantage of using only the linear elements of the analog computer (LODECC — linear ordinary differential equation with constant coefficients). In what follows we shall present the algorithms for obtaining the LODECC which can be used for the analog generation of a given time function. We shall start by defining the class of time functions of interest.

Definition 1.1. Let S be the set of time functions defined as follows :

$$S = \left\{ x : (0, \infty) \to C \mid L(x) = \frac{P_m(s)}{Q_n(s)}, \text{ where } m, n \text{ are the degrees of the polynominals } P_m(s), \text{ respectively } Q_n(s),\ m < n, \text{ and } L(x) \text{ is the Laplace transform of } x \right\} \blacksquare$$

It has been proved that the functions in S are of the general form $\sum_{i=1}^{M} e^{s_i t} P_{d_i}(t)$, where $M \geqslant 1$, $s_i \in C$ are the roots of the equation $Q_n(s) = 0$, $i = 1, \ldots, M$, each root s_i having the order of multiplicity k_i and P_{d_i} has the degree $d_i = k_i - 1$, (2).

Manuscript received 7 December 1978

* Lecturer, Computer Science Chair, Post-graduate student, Computer Science Departement

Definition 1.2. Given $x = \sum_{i=1}^{M} e^{s_i t} P_{d_i}(t)$, let gen $(x) = \{s_1, s_2, \ldots, s_M\}$ ■

We shall give the algorithms for obtaining the LODECC given $x \in S$, in the following two cases of interest :

(i) x is given by its analytical expression

(ii) x is given by its Laplace transform.

1. Algorithms for determining LODECC when the function is given by its analytical expression.

Theorem 1.1. Let $x = \sum_{i=1}^{M} e^{s_i t} P_{d_i}(t)$, where $P_{d_i}(t) = \sum_{j=0}^{d_i} a_{ij} t^j$ has the degree $d_i = k_i - 1$. Then, there exists a differential equation $D_p x = 0$, where $D_p = c_0 + c_1 \frac{d}{dt} + \ldots + c_p \frac{d^p}{dt^p}$, $c_p \neq 0$, $p = \sum_{i=1}^{M} k_i$, c_i are the coefficients of $\frac{d^i}{dt^i}$ in the formal expression $\prod_{i=1}^{M} \left(\frac{d}{dt} - s_i\right)^{k_i}$ and initial conditions are given by :

$$x^{(n)}(0) = \sum_{i=1}^{M} \sum_{k=0}^{d_i} C_n^k \, k! \, a_{ik} s_i^{n-k}, \qquad n = 0, 1, \ldots, p-1 \tag{1.1}$$

Proof.

We shall prove the theorem by induction on M.

Basis. For $M = 1$ it is easy to check that $x = e^{s_1 t}$ is a solution of the differential equation $\left(\frac{d}{dt} - s_1\right) x = 0$, $(k_1 = 1)$ and that $x = te^{s_1 t}$ is a solution of the differential equation

$$\frac{d^2x}{dt^2} - 2s_1 \frac{dx}{dt} + s_1^2 x = \left(\frac{d}{dt} - s_1\right)^2 x = 0, \; (k_1 = 2)$$

Analogously it can be shown that $x = t^{k_1 - 1} \cdot e^{s_1 t}$ is a solution of the differential equation

$$\left(\frac{d}{dt} - s_1\right)^{k_1} x = 0 \tag{1.2.}$$

Notice that $(\forall x)$ $x = t^i e^{s_1 t}$, $i = 0, 1, \ldots, k_1 - 1$, is a solution of (1.2) Moreover, any linear combination of the functions $t^i e^{s_1 t}$, $i = 0, 1, 2, \ldots$ $\ldots, k_1 - 1$, is a solution of (1.2). Thus $(\forall x)$, $x = P_{d_{k_1}}(t) \, e^{s_1 t}$, where $P_{d_{k_1}}$ has the degree less than or equal to $k_1 - 1$, is a solution of (1.2).

Inductive step : Assume that the assertion is valid for M, i.e. given $x^1 = \sum_{i=1}^{M} P_{d_i}(t) \, e^{s_i t}$, there exists an operator $D_{p^1} = \prod_{i=1}^{M} \left(\frac{d}{dt} - s_i\right)^{k_i}$ such that $D_{p^1} x^1 = 0$, where, P_{d_i} has the degree $k_i - 1$ and $p^1 = \sum_{i=1}^{M} k_i$.

Let us consider

$$x = \sum_{i=1}^{M+1} P_{d_i}(t)\, e^{s_i t} = \sum_{i=1}^{M} P_{d_i}(t)\, e^{s_i t} + P_{d_{M+1}}(t)\, e^{s_{M+1} t}$$

We shall compute $D_p x$, where $D_p = \left(\frac{d}{dt} - s_{M+1}\right)^{k_{M+1}} \prod_{i=1}^{M} \left(\frac{d}{dt} - s_i\right)^{k_i} =$

$= \left(\frac{d}{dt} - s_{M+1}\right)^{k_{M+1}} D_{p^1}$. It is easy to notice that $p = p^1 + k_{M+1} = \sum_{i=1}^{M+1} k_i$

Then

$$D_p x = \left(\frac{d}{dt} - s_{M+1}\right) D_{p_1}(x^1 + P_{d_{M+1}}(t)\, e^{s_{M+1} t}) =$$

$$= \left(\frac{d}{dt} - s_{M+1}\right)^{k_{M+1}} (D_{p^1} x^1) + D_{p^1} \left(\frac{d}{dt} - s_{M+1}\right)^{k_{M+1}} P_{d_{M+1}}(t)\, e^{s_{M+1} t} \tag{1.3}$$

From the inductive hypothesis $D_{p^1} x^1 = 0$ and from (1.2)

$$\left(\frac{d}{dt} - s_{M+1}\right)^{k_{M+1}} [P_{d_{M+1}}(t)\, e^{s_{M+1} t}] = 0$$

Therefore $D_p x = 0$. The induction is complete.
To obtain (1.1) we start from the formula:
$(a_{ik} t^k\, e^{s_i t})^{(n)} = \sum_{j=0}^{n} C_n^j A_k^j a_{ik}\, t^{k-j} s_i^{n-j}\, e^{s_i t}$ (according to the Leibnitz formula and with the convention $C_n^j = 0$ for $n < j$).
Then

$$(a_{ik}\, t^k\, e^{s_i t})^{(n)}\Big|_{t=0} = C_n^k k!\; a_{ik}\, s^{n-k}$$

and

$$\left(\sum_{k=0}^{d_i} a_{ik} t^k e^{s_i t}\right)^{(n)}\Bigg|_{t=0} = (P_{d_i}(t)\, e^{s_i t})^{(n)}\Big|_{t=0} = \sum_{k=0}^{d_i} C_n^k k!\, a_{ik} s_i^{n-k}.$$

Thus

$$\left(\sum_{i=1}^{M} e^{s_i t} P_{d_i}(t)\right)^{(n)}\Bigg|_{t=0} = x^{(n)}(0) = \sum_{i=1}^{M} \sum_{k=0}^{d_i} C_n^k k!\, a_{ik} s_i^{n-k}\ \blacksquare$$

Algorithm 1.2. for determining homogeneous LODECC when the function is given by its analytical expression.

Input: $x \in S$, $x = \sum_{i=1}^{M} P_{d_i}(t)\, e^{s_i t}$, where $P_{d_i}(t)$ has the degree $d_i = k_i - 1$.

Method :

Step 1. Compute the formal expression :

$$\prod_{i=1}^{M}\left(\frac{d}{dt}-s_i\right)^{k_i}=\left(\frac{d}{dt}-s_1\right)^{k_1}\left(\frac{d}{dt}-s_2\right)^{k_2}\cdots\left(\frac{d}{dt}-s_M\right)^{k_M} \tag{1.4}$$

Step 2. From the differential operator $D_p=\sum_{i=0}^{p} c_i\frac{d_i}{dt_i}$ with the coefficients c_i of $\frac{d_i}{dt^i}$ in the formal expression (1.4)

Step 3. Compute the initial conditions $x^{(n)}(0)$ given by (1.1) for $n=0, 1, 2,\ldots, p-1$.

Output : A homogeneous LODECC $D_p x=0$ with the corresponding initial conditions ■

Example :

Input : $x=(2+3t)\,e^t+(5+t)e^{-t}$. Therefore $s_1=1,\ s_2=-1$.

Step 1 : $$\left(\frac{d}{dt}-1\right)^2\left(\frac{d}{dt}+1\right)^2=\frac{d^4}{dt^4}-2\frac{d^2}{dt^2}+1$$

Step 2 : $$D_4=\frac{d^4}{dt^4}-2\frac{d^2}{dt^2}+1$$

Step 3 : $$x(0)=\sum_{i=1}^{2}\sum_{k=0}^{d_i} C_0^k\,k!\,a_{ik}\,s_i^{0-k}=\sum_{i=1}^{2} a_{i0}=7$$

$$x^{(1)}(0)=\sum_{i=1}^{2}\sum_{k=0}^{d_i} C_1^k\,k!\,a_{ik}\,s_i^{1-k}=\sum_{i=1}^{2}(a_{i0}\,s_i+a_{i1})=1$$

$$x^{(2)}(0)=\sum_{i=1}^{2}\sum_{k=0}^{d_i} C_2^k\,k!\,a_{ik}\,s_i^{2-k}=\sum_{i=1}^{2}(a_{i0}\,s_i^2+2a_{i1}\,s_i)=11$$

$$x^{(3)}(0)=\sum_{i=1}^{2}\sum_{k=0}^{d_i} C_3^k\,k!\,a_{ik}\,s_i^{3-k}=\sum_{i=1}^{2}(a_{i0}\,s_i^3+3a_{i1}\,s_i^2)=9$$

Output : the equation is $\frac{d^4x}{dt^4}-2\frac{d^2x}{dt^2}+1=0$ with $x(0)=7$,

$x^{(1)}(0)=1,\ x^{(2)}(0)=11,\ x^{(3)}(0)=9$ ■

It is often important to decide if given $x, y \in S$, $(\exists\, D_p)$ such that $D_p x = y$. The answer is given by the following theorem:

Theorem 1.3. Let $x = \sum_{i=1}^{M} P_{d_i}(t)\, e^{s_i t}$, where P_{d_i} has the degree $d_i = k_i - 1$, and let $y = \sum_{j=1}^{N} Q_{g_j}(t)\, e^{s_j t}$, where Q_{g_j} has the degree $g_j = k_j - 1$. There exists a differential operator D_p such that $D_p x = y$ if and only if:

(i) $\text{gen}(y) \subseteq \text{gen}\ (x)$

(ii) $(\forall\ s_r)$, $s_r \in \text{gen}\ (x) \cap \text{gen}\ (y) \Rightarrow d_r \geqslant g_r$ ■

Proof.

If: Suppose that there exists a differential operator D_p such that $D_p\, x = y$ (1.5), where $D_p = \sum_{i=0}^{P} c_i \frac{d^i}{dt^i}$. An elementary induction shows that:

$$D_p\left(\sum_{k=1}^{m} R_{d_k}(t)\, e^{s_k t}\right) = \sum_{k=1}^{m} T_{g_k}(t)\, e^{s_k t} \tag{1.6}$$

where R_{d_k}, T_{g_k}, $k = 1, \ldots, m$ are polynominals and $g_k \leqslant d_k$.

Then, to have (1.4) it is necessary that the expression of x contains all exponentials which appear in y: e.i.

$(\forall\ s)s \in \text{gen}(y) \to s_k \in \text{gen}(x)$. It follows that $\text{gen}(y) \subseteq \text{gen}(x)$ i.e. condition (i).

Notice that $(\forall\ s_j)$, $s_j \in \text{gen}(x)/\text{gen}(y)$ we must have $D_p(P_{d_j}(t)\ e^{s_j t}) = 0$.

Let us now consider $(\forall\ s_r)$, $s_r \in \text{gen}(x) \cap \text{gen}(y)$. Denote $P_{d_{r_0}} \overset{\Delta}{=} P_{d_r}(t)$

Then $\frac{d}{dt}(P_{d_r}(t)\ e^{s_r t}) = P^{(1)}_{d_r}(t)\ e^{s_r t} + s_r P_{d_r}(t)\, e^{s_r t} = P_{d_{r_1}}(t)\ e^{s_r t}$, where $d_{r_1} = d_r$. It can be easily shown by induction that

$$\frac{d^i}{dt^i}(P_{d_r}(t)\ e^{s_r t}) = P_{d r_i}(t)\ e^{s_r t}, \text{ where } d_{r_i} = d_r$$

Then

$$\sum_{i=0}^{P} c_j \frac{d^i}{dt}(P_{d_r}(t)\ e^{s_r t}) = \sum_{i=1}^{P} c_i P_{d_{r_i}}(t) e^{s_r t} = Q_{g_r}(t)\ e^{s_r t} \tag{1.7}$$

Denote $P_{d_{r_j}}(t) \overset{\Delta}{=} \sum_{i=0}^{P} c_i P_{d_{r_i}}(t)$; $d_{r_j} \leqslant d_r$.

From (2.6) $P_{d r_j}(t) = Q_{g_r}(t)$ (1.8)

From (2.8) it results that $g_r = d_{r_j} \leqslant d_r$, i.e. the necessity of (ii).

Only if: Suppose that the conditions (i) and (ii) are satisfied.

$$\text{Let } y = \sum_{j=1}^{N} Q_{g_j}(t)\, e^{s_j t} \text{ and } x = \sum_{i=1}^{M} P_{d_i}(t)\, e^{s_i t} = \sum_{i=1}^{N} P_{d_i}(t)\, e^{s_i t} + \sum_{i=N+1}^{M} P_{d_i}(t)\, e^{s_i t}$$

where $d_i = k_i - 1$, $i = 1, 2, \ldots, M$ and gen $(x) \cap$ gen (y) = gen (y) = $= \{s_1, s_2, \ldots, s_N\}$ Let us consider any s_r, $s_r \in$ gen $(x) \cap$ gen(y). We shall develop (1.8).

Let

$$P_{d_r}(t) = P_{d_{r_0}}(t) = a_{00} + a_{10}t + a_{20}t^2 + \ldots + a_{k_r-1,0}\, t^{k_r-1} = \sum_{i=0}^{k_r-1} a_{i0}t^i$$

$$P_{d_{r_1}}(t) = a_{01} + a_{11}t + a_{21}t^2 + \ldots + a_{k_r-1,1}\, t^{k_r-1} = \sum_{i=0}^{k_r-1} a_{i1}t^i$$

. . . . . .

$$P_{d_{r_p}}(t) = a_{0p} + a_{1p}t + a_{2p}t^2 + \ldots + a_{k_r-1}t^{k_p-1} = \sum_{i=0}^{k_r-1} a_{ip}t^i$$

ans $$Q_{g_r}(t) = b_0 + b_1t + b_2t^2 + \ldots + b_{k_r-1}t^{k_r-1} = \sum_{i=0}^{k_r-1} b_it^i$$

Replacing these polynominals in eq. (1.8), we obtain:

$$\sum_{i=0}^{p} c_i P_{d_{r_i}}(t) = c_0 \sum_{j=0}^{k_r-1} a_{j0}t^j + \ldots + c_p \sum_{j=0}^{k_r-1} a_{jp}t^j = \sum_{j=0}^{k_r-1} b_jt^j$$

The equality of the coefficients of the same powers of t from both sides of the above equations gives:

$$c_0a_{j0} + c_1a_{j1} + \ldots + c_pa_{jp} = b_j, \quad j = 0, 1, \ldots, k_r - 1 \qquad (1.9)$$

Equation (1.9) represents k_r equations with $(p+1)$ variables: $c_0, c_1, \ldots, c_p$. Equations similar to (1.9) can be obtained for each $s_r \in$ gen$(x) \cap$ gen(y). Hence we find $(k_1 + k_2 + \ldots + k_N)$ equations of the form (1.9). For any s_r, $s_r \in$ gen(x)/gen(y), i.e. $s_r \in \{s_{N+1}, \ldots, s_M\}$ we obtain:

$$c_0a'_{j0} + c_1a'_{j1} + \ldots + c_pa'_{jp} = 0, j = 0, 1, \ldots, k_r - 1 \qquad (1.10)$$

The number of equations of the form (1.10) is $(k_{N+1} + \ldots + k_M)$. Therefore we have $k_1 + k_2 + \ldots + k_N + k_{N+1} + \ldots + k_M =$ p equations with $(p+1)$

variables. Then the value of one variable can be arbitrarily chosen and by solving the system one can obtain the values of the other variables. We have thus found a differential operator such that $D_p x = y$.

Algorithm 1.4. for determining a nonhomogeneous LODECC $D_p x = y$, given $x,\ y \in S$.

Input: $x, y \in S$, $y = \sum_{j=1}^{N} Q_{g_j}(t)e^{s_j t}$ where $g_j = k_j - 1$ and $x = \sum_{i=1}^{N} P_{d_i}(t)e^{s_i t} + \sum_{i=N+1}^{M} P_{d_i}(t)e^{s_i t}$ where $d_i = k_i - 1$ and x, y satisfy the conditions (i), (ii) of the Theorem 1.3.

Method:

Step 1. For each s_r, $r = 1, 2, \ldots, N$ compute the polynominals $P_{d_{r_1}}, P_{d_{r_0}}, \ldots, P_{d_{r_p}}$, according to $P_{d_{r_i}}(t)\ e^{s_r t} = \frac{d^i}{dt^i}(P_{d_r}(t)e^{s_r t})$, $i = 0, 1, \ldots, p$

Step 2. Develop the equation $\sum_{i=0}^{P} c_i P_{d_{r_i}}(t) = Q_{g_r}(t)$ and obatin $(k_1 + k_2 + \ldots + k_N)$ equations of the form (2.9).

Step 3. For each $s_r, r = N + 1, \ldots, M$ compute the polynomials $P_{d_{r_0}}, P_{d_{r_1}}, \ldots, P_{d_{r_p}}$.

Step 4. Determine the $(k_{N+1} + \ldots + k_M)$ equations of the form (1.9)

Step 5. Solve the system obtained by choosing arbitrarily the value of one variable and form the operator D_p.

Step 6. Compute the initial conditions $x_{(0)}^{(i)}$, $i = 0, 1, \ldots, (p-1)$ (see Theorem 1.1).

Output: A nonhomogeneous LODECC $D_p x = y$ and the appropriate initial conditions —

Example

Input: $x = te^t + e^{-t}$, $y = e^t$; $\text{gen}(x) = \{-1, 1\}$, $\text{gen}(y) = \{1\}$, $s_1 = 1$, $s_2 = -1$, $k_1 = 2$, $k_2 = 1$, $p = k_1 + k_2 = 3$.

Step 1. $x = P_{1_1}(t)e^t + P_{0_2}(t)\ e^{-t}$

$y = Q_{0_1}(t)e^t$

where $P_{1_1}(t) = t,\ P_{0_2}(t) = 1,\ Q_{0_1}(t) = 1 + 0 \cdot t$

then $P_{1_{10}}(t) = 0 + t;\ P_{1_{11}}(t) = 1 + t;\ P_{1_{12}}(t) = 2 + t;\ P_{1_{13}}(t) = 3 + t.$

Step 2. $0 \cdot c_0 + c_1 + 2c_2 + 3c_3 = 1$

$c_0 + c_1 + c_2 + c_3 = 0$

Step 3. $P_{0_2}(t) = P_{0_{20}}(t) = 0;\ P_{0_{21}}(t) = -1;\ P_{0_{22}}(t) = 1;\ P_{0_{23}}(t) = -1$

Step 4. $c_0 - c_1 + c_2 - c_3 = 0$

Step 5. The system is:

$c_1 + 2c_2 + 3c_3 = 1$

$c_0 + c_1 + c_2 + c_3 = 0$

$c_0 - c_1 + c_2 - c_3 = 0$

Chosing $c_3 = 1$ we obtain $c_0 = \frac{1}{2},\ c_1 = -1,\ c_2 = -\frac{1}{2}\ c_3 = 1$

$$D_3 = \frac{1}{2} - \frac{d}{dt} - \frac{1}{2}\frac{d^2}{dt^2} + \frac{d^3}{dt^3}$$

Step 6. $x(0) = 1;\ x^{(1)}(0) = 0;\ x^{(2)}(0) = 3$

Output: $\frac{d^3x}{dt^3} - \frac{1}{2}\frac{d^2x}{dt^2} - \frac{dx}{dt} + \frac{1}{2}x = e^t$ with $x(0) = 1;$

$x^{(1)}(0) = 0;\ x^{(2)}(0) = 3$ ■

2. Algorithms for determining LODECC when the function is given by its Laplace transform.

Theorem 2.1. Let $x \in S$ and let X be the image of the function x under the Laplace transformation such that:

$$X(s) = \frac{b_{p-1}s^{p-1} + b_{p-2}s^{p-2} + \ldots + b_1 s + b_0}{a_p s^p + a_{p-1}s^{p-1} + \ldots + a_1 s + a_0} = \frac{P(s)}{Q(s)}$$

then x is the solution of the differential equation $D_p x = 0$, where $D_p = \sum_{i=0}^{p} a_i \frac{d^i}{dt^i}$ and the initial conditions can be uniquely specified ∎

Proof. We do not give the proof which is trivial. We mention only that the initial conditions can be obtained by solving the following linear system :

$$\begin{vmatrix} a_1 & a_2 & \dots & a_{p-1} & a_p \\ a_2 & a_2 & \dots & a_p & 0 \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ a_k & a_{k+1} & \dots a_p \dots & 0 & 0 \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ a_p & 0 & \dots 0 \dots & 0 & 0 \end{vmatrix} \cdot \begin{vmatrix} x(0) \\ x^{(1)}(0) \\ \dots \\ x^{(p-k)}(0) \\ \dots \\ x^{(p-1)}(0) \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} b_0 \\ \dots \\ b_{k-1} \\ \dots \\ b_{p-1} \end{vmatrix} \tag{2.1}$$

Algorithm 2.2. for determining homogeneous LODECC when the function $x \in S$ is given by its Laplace transform.

Input : the Laplace transform $X(s) = \frac{b_{p-1}s^{p-1} + b_{p-2}s^{p-2} + \dots + b_1 s + b_0}{a_p s^p + a_{p-1}s^{p-1} + \dots + a_1 s + a_0}$.

Method :

Step 1. Solve the system (2.1)

Step 2. Form the differential equation $D_p x = 0$, where $D_p = \sum_{i=0}^{P} a_i \frac{d^i}{dt^i}$ and where the initial conditions are solutions of the system (2.1).

Output : A differential equation $D_p x = 0$ —

To obtain the analog implementation of a differential equation it is necessary to normalize the variables involved. This can be done in a simple manner if the equation is not homogeneous (having the right side a step function) and if the initial conditions are zero, (4). It is always possible to obtain such equations for the functions in S.

Theorem 2.2. Let $x \in S$ and $X(s) = \frac{b_m s^m + b_{m-1}s^{m-1} + \dots + b_1 s + b_0}{a_n s^n + a_{n-1}s + \dots + a_1 s + a_0} = \frac{P_m(s)}{Q_n(s)}$ where $m < n$. Then $x(t) = b_m z^{(m+1)}(t) + b_{m-1} z^{(m)}(t) + \dots + b_1 z^{(2)}(t) + b_0 z^{(1)}(t)$ (2.2)

where $z(t)$ is the solution of the differential equation :

$$a_n \frac{d^n z}{dt^n} + a_{n-1} \frac{d^{n-1} z}{dt^{n-1}} + \dots + a_1 \frac{dz}{dt} + a_0 z = \eta(t) \tag{2.3}$$

with the initial conditions $z(0) = z^{(1)}(0) = \ldots = z^{(n-1)}(0) = 0$ and $\eta(t)$ is the unity step function $\eta(t) = 1$.
Proof. By applying the Laplace transformation to (2.3) we obtain :

$$(a_n s^n + a_{n-1}s^{n-1} + \ldots + a_1 s + a_0)\ L(z) = \frac{1}{s} \Rightarrow L(z) = \frac{1}{sQ_n(s)} \quad (2.4)$$

The Laplace transformation applied to (2.2) gives :

$$L(x) = X(s) = (b_m s^{m+1} + b_{m-1}s^m + \ldots + b_1 s^2 + b_0 s) \cdot L(z) = s \cdot P_n(s) \cdot L(z)$$

The Laplace transform of x can be derived by substituting $L(z)$ by $\frac{1}{sQ_n(s)}$ as given by (2.4) :

$$x(s) = s \cdot P_m(s) \cdot \frac{1}{s \cdot Q_n(s)} = \frac{P_m(s)}{Q_n(s)}$$

Thus the function x given by (3.2) where z is the solution of the differential equation (3.3), is just the function we wanted.
Algorithm 2.3 for analog generation of a function $x \in S$ given by its Laplace transform, based on a nohnomogeneous LODECC.

Input : The Laplace transform $x(s) = \frac{b_m s^m + b_{m-1}s^{m-1} + \ldots + b_1 s + b_0}{a_n s^n + a_{n-1}s^{n-1} + \ldots + a_1 s + a_0} =$

$$= \frac{P_m(s)}{Q_n(s)}$$

Method :

Step 1. Solve (implement on an analog computer) the differential equation : $a_n \frac{d^n z}{dt^n} + a_{n-1}\frac{d^{n-1}z}{dt^{n-1}} + \ldots + a_1 \frac{dz}{dt} + a_0 z = \eta(t)$ with the initial conditions $z(0) = z^{(1)}(0) = \ldots = z^{(n-1)}(0) = 0$ and where $\eta(t)$ is the unity step function $\eta(t) = 1$.

Step 2. Compute $x(t)$ according to (2.2).

Output : $x(t)$ ■

Example : *Input* : $X(s) = \frac{2s}{s^2 - 1}$.

Step 1. $\frac{d^2 z}{dt^2} - z = \eta(t)$, with initial conditions $z(0) = z^{(1)}(0) = 0$

We obtain $z(t) = \frac{1}{2}e^t + \frac{1}{2}e^{-t} - 1$.

Step 2. By equation (2.2) $x(t) = 2z^{(2)}(t) = 2\left(\frac{1}{2}e^{t} + \frac{1}{2}e^{-t}\right) = e^{t} + e^{-t}$ It can be readily checked that:

$$L(x) = L(e^{t} + e^{-t}) = \frac{2s}{s^2 - 1}$$

Remark: In the implementation on the analog computer of equation (2.2), we dispose of all the derivatives of z: $z^{(0)}, z^{(1)}, \ldots, z^{(n)}$. Then x can be immediately obtained, since the expression of x involves only the first $(m + 1)$ derivatives of z, and anyway $m + 1 \leqslant n$. Note also that all functions which have the identical denominators in the expression of their Laplace transforms can be generated using the same function z, therefore based on the same LODECC.

Conclusions

The algorithms presented in this paper can easily be implemented on a digital computer, reducing thus the effort in the preparation of the problem for the case of analog function generation.

REFERENCES

1. *J. Stepehnson*, Simulation for engineers, HBJ, Inc. NY,. 1972.
2. *M. Necula, C. Tănăsescu*, System simulation. On the time function generation, Rev. Roum. des Sci. Techniques, Série Electronique et Elth. (to be published, 1978).
3. *C. Penescu*, Systems (in Roum)., Ed. Tehnică, Bucureşti, 1975.
4. *A. Jackson*, Analog computation, McGraw Hill, N.Y., 1964.

Algoritmi pentru determinarea EDLCC avînd drept soluţie o funcţie de timp dată

În lucrare este considerată mulţimea funcţiilor de timp care reprezintă soluţiile ecuaţiilor diferenţiale cu coeficienţi constanţi (EDLCC). Sînt prezentaţi algoritmii de obţinere a EDLCC fiind dată funcţia de timp.

BULETINUL INSTITUTULUI POLITEHNIC „GHEORGHE GHEORGHIU-DEJ"
BUCUREȘTI
SERIA ELECTROTEHNICĂ
Tomul XLI — 1979, Numărul 2

C, Z.: 681.3.06/08

A MODEL FOR COMPARATIVE STUDY OF DEADLOCK PREVENTION STRATEGIES

VALENTIN CRISTEA*

Solving the deadlocks is a current topic in the design of multiprogramming or multiprocessing systems. In this paper, a model for the study of deadlock prevention strategies, from the point of view of their influences on two computer system performances is given. Some results of a simulation run of the model are also presented. They allow the comparison of several deadlock prevention policies, and the conditions for the optimal utilization of resources in each case to be obtained.

Introduction

The efficient utilization of resources in multiprogramming or multiproccessing systems imposes their dynamic sharing among simultaneously executing processes. In such systems, besides process communication and mutual exclusion (i.e. the exclusive use of some resources by a process), deadlocks must be prevented so that unsatisfiable claims of two or more processes for resources would never occur. If the demands are not satisfied in a suitable sequence then the deadlock can arise even in the case when the maximum claim for resources of any process is smaller than the resource capacity of the system.

A computer system may reach a deadlock state if the following conditions are fulfilled [1]:

a) processes claim exclusive use of resources;

b) processes hold allocated resources while requesting new ones;

c) preemption of resources is not allowed;

d) there is a circular chain of processes, each process holding resources that are requested by the next process in the chain.

Deadlocks can be detected by an operating system strategy. Once detected, the deadlock state can be solved only by terminating some of blocked processes, in accordance with a recovering algorithm. Deadlocks can be prevented if the system is designed such that, at every moment, at

Manuscript received 10 January 1979
* Lecturer eng. Computer Department

least one of the above necessary conditions is not satisfied. Another approach to prevent deadlocks is based on preliminary information about resource claims of processes.

1. Resource allocation representation

In this paper, we defin the computer system as a pair ($\mathcal{S}$, $\mathcal{Z}$), where $\mathcal{S}$ is the set of states and $\mathcal{Z}$ is the set of sequential processes. Let N be the number of processes in the system. The allocation state of resources from a set of M different resource types is a system state, defined by the folowing entities [2]:

D — the available resources, a M-element vector, where $D(L)$ gives the number of "type L resources" existing in the system;

A — the allocated resources, a $N \times M$ elements matrix, where $A(I, L)$ gives the number of „type L resources" allocated to the I-th process;

Q — the current request for resources, ($N \times M$ matrix), where $Q(I, L)$ represents the number of "type L resources" requested by the I-th process, but not yet allocated to it;

C — the maximum claims for resources, ($N \times M$), where $C(I, L)$ is the maximum number of "type L resources" needed by the I-th process during its whole execution; usually when maximum claims are not exactly known, we may assign to $C(I, L)$ an approximate value, greater than the number of the effectively used resources;

LIB — the free resources, a M-elements vector, where $LIB(L)$ is the number of type L resources that are free at a certain instant.

The types and the number of resources used by a process vary in time. During the process evolution we distinguish several phases; in each phase the necessary number of resources is constant. To completely describe the processes requirements for resources we shall define some more entities, as follows:

U — the resource use, where the element $U(I, K, L)$ reprezents the number of "type L resources" effectively used by the I-th process during tne K-th phase;

$NFAZ$ — the number of phases; each element $NFAZ(I)$ represents the number of phase of the I-th process;

$DFAZ$ — the phase length; each element $DFAZ(I, K)$ represents the length of the K-th phase of the I-th process.

The possible states of a system defined as above fulfil the following conditions:

1) no process requests more resources than those available, i.e.

$$C(I, L) \leqslant D(L) \text{ for } L = 1, M;\ I = 1, N;$$

2) no process requests more resources than the maximum claim, i.e.

$$Q(I, L) + A(I, L) \leqslant C(I, L) \text{ for } I = 1, \ ;N\ L = 1, M;$$

3) one cannot allocate to processes more resources than those available, i.e.

$$\sum_{I=1}^{N} A(I, L) \leqslant D(L) \text{ for } L = 1, M$$

or $LIB(L) \geqslant 0$ for $L = 1, M$.

2. Deadlock prevention strategies

There are two categories of deadlock prevention strategies. The strategies in the first category force the system design such that at every instant at least one of the necessary conditions for deadlocks would never be fulfilled. Since the majority of resources impose the "a" condition these strategies operate on conditions "*b*—*d*". To avoid the situation when processes hold resources while requesting new ones (condition "*b*"), the process must request initially all the resources it needs. The main disadvantage of this policy is that resources could be requested long before their use, or they could be requested and not used at all.

To avoid the condition "*c*" it is necessary to be able to save and restore easily the state of resources. Thus, if a process is requesting new resources, it must release the resources it holds, and then request them again together with the new resources required.

A less restrictive policy eliminates condition "*d*", by imposing a linear ordering of the resource types, in the sense that resources have to be requested in some predefined order, according to their types.

The strategies in the second category use preliminary information about resources needed by every process. The prevention algorithm must decide if it is safe to satisfy a certain request, that is if it does not lead the system to a deadlock state. The algorithm must determine if all the processes that have some allocations could terminate, even if they require their maximum claims.

The choice of a deadlock prevention strategy for a computer system is dependent upon the changes the strategy makes on the system performance parameters (response time and resource use). These changes are due to the occupation of resources by the algorithm itself and also to the restrictions the strategy imposes on resource allocation (forbidding some allocations that are optimal from the point of view of performances but would lead the system to a deadlock state). The figures for the memory occupied and the execution time of prevention algorithms can be easily established but the performance degradation due to the actions of these algorithms requires a more careful study.

3. A model for the study of deadlocks

The purpose of the model given in the sequel is to determine the influences that deadlock prevention strategies can have on the system performances. The main part of the model (fig. 1) consists of the reso-

urces allocator, which includes the deadlock prevention algorithm. The resource requests are placed in a waiting queue; they are satisfied by the allocator in the FIFO order, or, according to an efficiency rule, which states that if a request cannot be satisfied then the next one in the queue is taken into account. When a process receives the required resources, its current phase is executed.

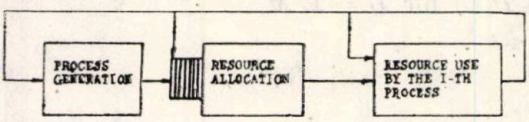


Fig. 1

According to the prevention strategy and to the actual internal process conditions, at the end of the phase one of the following actions is possible :

— if the process does not require new resources, the execution of the next phase is started;

— a new resource request of the same process is formulated and placed in the allocator queue;

— the process terminates, and consequently a new process is generated; therefore the number of processes remains constant during a simulation run.

The resources required by a certain process are established by the process generator. When activated, the generator fixes the parameters related to one process, namely :

— the number of process phases,

— the length of different phases,

— the number of resources of each type needed by a process during each phase.

These values are statistically determined from various distribution types. Knowing the necessary resources at the phase level, one can determine at each instant, according to the adopted strategy, the allocation state of the system : the allocated resources A, the current request Q, the maximum claim C, the free resources LIB. When the resources needed by a process are known, the generator formulates the first request and places it in the allocator queue.

The simulation run of the model gives mainly the values of the response time and resources use. We define the response time for a process as the time interval between the generation of the first request and the termination of the last process phase. One can compare the response time against process effective duration, represented by the sum of the phase durations. We define the resource use as :

$$\frac{\text{time of utilization} \times \text{number of resources effectively used}}{\text{total time} \times \text{number of available resources}}$$

4. Experimental model

The above described model was implemented as a simulation FORTRAN package. Besides the model description routines, the package includes routines for the control of the simulation, for the generation of

random values according to different distribution types, for the statistics collection, and for the display of results.

In order to allow the study of prevention strategies in different environements, the model includes the following parameters :

— the number of processes,

— the number of resource types,

— the number of available resources,

— the maximum number of phases per process,

— the resource requirements degree, that is the limit of resource number a process may require, expressed as : the sum of maximum claims/ available resources.

The model has been run for three deadlock prevention strategies, satisfying :

a) the process requires initially all the resources it needs during the execution;

b) at the end of each phase, the process releases all resources and requires them again if necessary;

c) preliminary informations about maximum claims are used; when each phase ends, the process releases the resurces it no longer needs and eventually makes a request for some other resources.

One of the simulation runs had as a parameter the resource requirements degree. The number of processes, the number of resource types, the number of available resources and the maximum number of phases were kept constant. The current number of phases, the phases duration and the resources used during each phase were determined from uniform distributions. Results of this simulation run are illustrated in fig. 2, 3, 4.

We note that the introduction of a deadlock prevention strategy in a computer system worsens the resource use, which for all cases is under 70%.

In addition, the performances obtained for strategy „*b*" (due to the lower level of requests in each phase and to the higher number of available resources released at the end of each process phase) are better

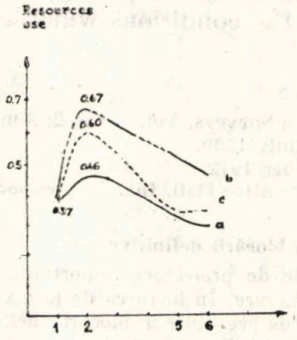


Fig. 2

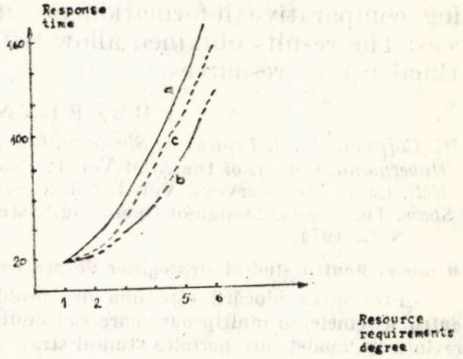


Fig. 3

than those corresponding to the other two strategies. In the case of strategy "*a*", the unsatisfactory performances are due to the fact that proces-

ses make global requests at the begining of their execution and to the scarce use of resources that the processes hold for long periods of time. The strategy "*c*" gives intermediate values, closed to those given by strategy "*b*" for easier requests and closed to the values given by strategy "*a*" for heavier requests. It follows that the strategy "*c*" gives good results only for small values of the resource requirements degree.

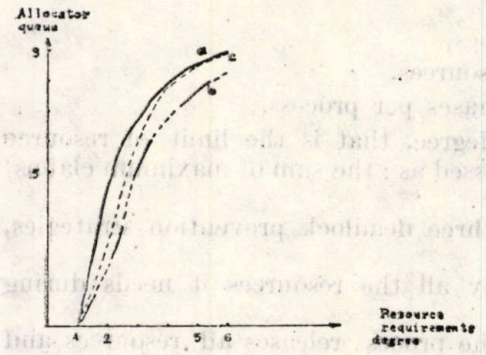


Fig. 4

Moreover, when the resource requirements degree equals 1 (i.e. the sum of maximum claims is just the availability) there is no interference among requesting processes, and the allocator queue is permanently empty (fig. 4). The average response time equals the average effective duration of the processes. The best resource utilization is obtained when the resource requirements degree equals 2. In this case the strategies "*b*" and "*c*" give acceptable response times, which do not exceed 20% from the effective duration of processes. For values greater than 3 of the resource requirements degree the response time visible worsens. This could be a limit indication of the degree of multiprogramming allowed for a system (i.e. the number of processes simultaneously competing for the system resources).

Conclusions

The model proposed in this paper represents a powerful tool that can be used in the study of the strategy adopted to ensure the correct operation of computer systems. The model points out, besides general estimates, some aspects of the design of any particular operating system, which allows the dynamic sharing of resources among parallel processes. The simulation run described represents one of the possible ways of study, providing comparative information about the deadlock prevention performances. The results obtained allow to find the conditions which enable the optimal use of resources.

REFERENCES

1. *Jr. E. G. Coffman, M. J. Elpick, A. Shoshani*, Computing Surveys, Vol. 3, No. 2, June 1971.
2. *A. N. Habermann*, Comm. of the ACM Vol. 12, No. 7, July 1969.
3. *R. C. Holt*, Computing Surveys, Vol. 4, No. 3, September 1972.
4. *A. C. Shaw*, The Logical Design of Operating Systems Prentice-Hall, Inc., Englewood Cliffs, N.J., 1974.

Un model pentru studiul strategiilor de prevenire a blocării definitive

Prevenirea blocării este una din problemele de proiectare importante pentru sistemele cu multiprogramare sau multiprelucrare. În lucrarea de față se prezintă un model care permite studiul strategiilor de prevenire a blocării definitive a unui sistem de calcul, din punct de vedere al influenței acestora asupra performanțelor sistemului : timpul de răspuns și utilizarea resurselor. Sînt prezentate, de asemenea, anumite rezultate obținute în urma execuției modelului simulativ. Ele permit compararea diferitelor politici de prevenire a blocării definitive și obținerea unor condiții de utilizare optimală a resurselor, în fiecare caz.

BULETINUL INSTITUTULUI POLITEHNIC
„GHEORGHE GHEORGHIU-DEJ" BUCUREŞTI
SERIA ELECTROTEHNICĂ

apare trimestrial, în continuarea vechilor periodice ştiinţifice : „Bulletin de Mathématiques et de Physique pures et apliquées", „Buletinul Politehnicei din Bucureşti" şi Buletinul Institutului politehnic „Gheorghe Gheorghiu-Dej" Bucureşti.

Organizat pe baze noi, el reflectă în primul rînd activitatea ştiinţifică a corpului didactic din institut. În limita spaţiului disponibil, se pot publica şi lucrări ştiinţifice ale colaboratorilor din afara institutului.

Corespondenţa privind articolele, schimburile de publicaţii şi abonamentele se fac pe adresa institutului.

BULETINUL INSTITUTULUI POLITEHNIC
„GHEORGHE GHEORGHIU-DEJ" BUCUREŞTI
РАЗДЕЛ ЭЛЕКТРОТЕХНИКИ

Выходит четыре раза в год, являясь продолжением прежних научных периодических журналов „Bulle in de Mathématiques et de Physique pures et appliquées", Buletinul Politehnicei din Bucureşti", и „Buletinul Institutului politehnic "Gheorghe Gheorghiu Dej" Bucureşti.

Составленныи на новых основах, он отражает в первую очередь научную деятельность преподавательского состава Бухарестког политехнического института. В пределахво зможностеи будут публиковаться и научно исследовательские работы специалистов извне.

Переписка, обмен периодическими изданиями и подписка производятся по адресу института.

BULETINUL INSTITUTULUI POLITEHNIC
„GHEORGHE GHEORGHIU-DEJ" BUCUREŞTI
ELECTROTEHNICS SERIES

The Bulletin is issued quarterly, continuing the old scientific periodicals : „Bulletin de Mathématiques et de Physique pures et appliquées", „Buletinul Politehnicei din Bucureşti" and „Buletinul Institutului politehnic „Gheorghe Gheorghiu-Dej" Bucureşti.

Organized on a new basis, it primarily reflects the scientific activity of the academic stafff rom Institute. Researchers from outside the institute can also publish their papers within the available space.

The correspondance regarding the articles, change of publications and subscriptions are sent to the folwing address.

BULETINUL INSTITUTULUI POLITEHNIC
„GHEORGHE GHEORGHIU-DEJ" BUCUREŞTI
SÉRIE ÉLECTROTECHNIQUE

parait tous les trois mois, continuant les anciens périodiques scientifiques : „Bulletin de Mathématiques et de Pysique pures et appliquées", „Buletinul Politehnicei din Bucureşti" et „Buletinul Institutului politehnic „Gheorghe Gheorghiu-Dej" Bucureşti.

Organisé sur de nouveaux principes il reflète tout d'abord l'activité scientifique du corps enseingnant de l'Institut. Dans la limite de l'espace disponible on peut y publier aussi les travaux scientifiques des collaborateurs de l'extérieur.

L'adresse pour la correspondance concernant les articles, les échanges de publications et les abonnements est :

Adresă :

INSTITUTUL POLITEHNIC
„GHEORGHE GHEORGHIU-DEJ" BUCUREŞTI
ROMÂNIA
Splaiul Independenţei nr. 313
Căsuţa Poştală nr. 2356
(pentru Buletinul Institutului)
Seria Electrotehnică

I. P. Informaţia c. 1254

40.480

1980 FEB 15

Lei 20

F 1130/2

BULETINUL INSTITUTULUI POLITEHNIC „GHEORGHE GHEORGHIU-DEJ" BUCUREȘTI

SERIA ELECTROTEHNICĂ

TOMUL XLI NUMĂRUL 3 ANUL 1979
IULIE—SEPTEMBRIE

COMITETUL DE REDACȚIE

REDACTOR RESPONSABIL: Academician *Radu Voinea*

MEMBRII: Prof. dr. ing. *Constantin Bălă* (redactor responsabil adjunct), Prof. dr. docent ing. *Gheorghe Buzdugan*, membru corespondent al Academiei Republicii Socialiste România; Prof. dr. docent ing. *Gheorghe Cartianu*, membru corespondent al Academiei Republicii Socialiste România; Prof. dr. ing. *Sergiu Călin* (secretar științific); Prof. dr. docent ing. *Virgil Constantinescu*; Prof. dr. ing. *Alexandru Dănescu*; Prof. dr. ing. *Gleb Drăgan*; Prof. dr. ing. *Nicolae Geru*: Prof. dr. ing. *Berthold Grünwald*; Prof. dr. *Ion Grădișteanu*; Prof. dr. ing. *Gheorghe Hortopan*; Prof. ing. *Jean Moncea*; Academician *Ecaterina Ciorănescu Nenițescu*; Prof. dr. ing. *Aurel Oprean*; Prof. dr. ing. *Mircea Petrescu*; Prof. dr. ing. *Ion Popescu*; Prof. dr. ing. *Marin Rădoi*; Prof. dr. ing. *Marcel Segărceanu*; Prof. dr. *Octavian Stănășilă*; Prof. dr. docent ing. *Ion Teodoreanu*. Prof. dr. docent *Rodica Vîlcu*.

Editor: Institutul politehnic „Gheorghe Gheorghiu-Dej" București.
Splaiul Independenței 313, Tel. 31.40.10. România, Căsuța poștală 2356
TELEX: 14.490 PIBUH

Readers from abroad can get subscriptions for this newspaper trough ILEXIM import-export press. 13 Decembrie St. Nr. 3, P.O.B. 2001, telex 011226, Bucharest ROMÂNIA

1980 FEB 13

Sumar

MATEMATICĂ

Rodica Tomescu
Asupra unui mod de decizie în cazul canalului discret fără memorie . . . 3

M. Geanău
Asupra seminormelor laticiale ale unor algebre reticulate 9

FIZICĂ

D. Iordache, Luminița Daniello, Al. Lupașcu, D. Hornea
Theoretical Models of the Ferrimagnetic Magnetization in Relation to log $p_m = f(\log \mu_{ri})$ Correlations for Uniparametric Technological Series . 19

S. Tudor ache
On Determination of Efficient Cross-Sections of Collisions between Excited Cadmium Atoms and Molecules 31

ELECTROTEHNICĂ

S. Al. Jabi
Numerical Simulation Method for the Transient State of Synchronous Generator 41

Ana Amuzescu, Miruna Nițescu
Schema de măsură a reziduului deformant al undei de tensiune electrică . 51

CENTRALE ELECTRICE

N. Dănilă, E. Licsandru
Method for the Calculation of the Thermal Hydraulic Processes in the Nuclear Power Plant Steam Generators 57

REȚELE ELECTRICE

H. Grisciu, M. Eremia
Algoritm și program de calcul pentru rezolvarea regimurilor staționare ale sistemelor electroenergetice 71

R. Enache
Some Contributions to the Study of the Characteristics of the Phase-to-Ground and the Phase-to-Phase Switching Surges in 400 kV Systems . . 81

AUTOMATICĂ

M. Tertișco, P. Stoica, Anca Stoica
Identificarea proceselor în funcționare normală folosind transformata Fourier discretă 93

CALCULATOARE

C. Giumale
Sisteme de programare extensibile — O aplicație 103

BULETINUL INSTITUTULUI POLITEHNIC „GHEORGHE GHEORGHIU-DEJ"
BUCUREȘTI
SERIA ELECTROTEHNICĂ
Tomul XLI — 1979, Numărul 3

MATEMATICĂ

C.Z.: 519.2:007

ASUPRA UNUI MOD DE DECIZIE ÎN CAZUL CANALULUI DISCRET FĂRĂ MEMORIE

RODICA TOMESCU*

În această notă se definește o măsură $N(u)$ pe $\mathfrak{F}_{\mathcal{A}}$ corpul de părți atașat mulțimii $\mathcal{A}^I$ a tuturor n-secvențelor de forma (1). Această măsură este definită în (6) cu ajutorul numărului de coincidențe $N(j, j; u, v)$. Cu ajutorul acestei măsuri se studiază raportul lui Cernov și se dă un criteriu de decizie pentru canalul discret fără memorie.

Fie $\{\Omega, K, P\}$ un cîmp dat de probabilitate.

Fie alfabetul $\mathcal{A}$ finit format din întregii $\{1, 2, \ldots, a\}$, $a \in N$, $a \geqslant 2$, $\mathcal{A}$ numit alfabet de intrare.

Fie (1) $u = \{x_1, x_2, \ldots, x_n\}$, $x_i \in \mathcal{A}$, x_i numit simbol, $i \in I = \{1, 2, \ldots n\}$, (1) este un șir de simboluri din $\mathcal{A}$, care se numește n-secvență.

Se notează $\mathcal{A}^I$ mulțimea tuturor n-secvențelor de forma (1) și $\mathfrak{F}_{\mathcal{A}}$ corpul de părți atașat mulțimii $\mathcal{A}^I$. Perechea $\{\mathcal{A}^I, \mathfrak{F}_{\mathcal{A}}\}$ este un cîmp de evenimente.

Fie alfabetul $\mathcal{B}$ finit format din aceiași întregi $\{1, 2, \ldots, a\}$, $a \in N$, $a \geqslant 2$, $\mathcal{B}$ numit alfabet de ieșire.

Fie $v = \{y_1, y_2, \ldots, y_n\}$, $y_i \in \mathcal{B}$, $i \in I$, o n-secvență din $\mathcal{B}^I$. Perechea $\{\mathcal{B}^I, \mathfrak{F}_{\mathcal{B}}\}$ este un cîmp de evenimente. (Deși cîmpurile de evenimente $\{\mathcal{A}^I, \mathfrak{F}_{\mathcal{A}}\}$ și $\{\mathcal{B}^I, \mathfrak{F}_{\mathcal{B}}\}$ sînt aceleași, păstrăm notații diferite pentru a diferenția intrarea de ieșire).

Se definesc două variabile aleatoare $i(\omega)$ numită intrare și $e(\omega)$ numită ieșire astfel

$$(2) \qquad i : \Omega \to \mathcal{A}^I \qquad\qquad e : \Omega \to \mathcal{B}^I$$
$$i^{-1}(\mathfrak{F}_{\mathcal{A}}) \subseteq K \qquad\qquad e^{-1}(\mathfrak{F}_{\mathcal{B}}) \subseteq K$$

Pentru $u \in \mathcal{A}^I$ $v \in \mathcal{B}^I$ sînt definite probabilitățile astfel:

$$P(u) = P(i^{-1}(u)) = P(i(\omega) = u)$$

Manuscris predat redacției la data de 6 iulie 1978.

* Asistent Catedra matematici II

(3) $$P(v) = P(e^{-1}(v)) = P(e(\omega) = v)$$

$$P(v|u) = P(e(\omega) = v \,|\, i(\omega) = u) = \frac{P(v \,\&\, u)}{P(u)},$$

cu $P(u) \neq 0$, $(\forall)\, u \in \mathcal{A}^I$.

Definiție. Se numește canal tripletul $\{i, e, P(v|u)\}$ format din cele două variabile aleatoare intrare $i(\omega)$ și ieșire $e(\omega)$ definite de (2) și de probabilitățile ieșirii condiționate de intrare (3).

Proiecția de ordinul k a variabilei aleatoare $i(\omega)$ (respectiv $e(\omega)$) este x_k (respectiv y_k)

$$pr_k\, i(\omega) = pr_k\, u = pr_k(x_1,\ x_2,\ \ldots\ x_n) = x_k(\omega) \in \mathcal{A}$$

$$pr_k\, e(\omega) = pr_k\, v = pr_k(y_1,\ y_2,\ \ldots\ y_n) = y_k(\omega) \in \mathcal{B}$$

Notăm

$$\omega\,(y_k|x_k) = P(pr_k\, e(\omega) = y_k | pr_k\, i(\omega) = x_k)$$

care reprezintă probabilitatea proiecției de ordinul k a ieșirii, condiționată de proiecția de ordinul k a intrării, adică probabilitatea condiționată ca la transmiterea simbolului x_k, peste canal să se recepționeze y_k, îndeplinind condiția :

$$\sum_{y_k=1}^{a} \omega(y_k|x_k) = 1,\ (\forall) x_k \in \mathcal{A}$$

Definiție. Se numește canal discret fără memorie canalul $\{i, e, P(v|u)\}$, cu $P(u) \neq 0$, unde probabilitățile $P(v|u)$ sînt definite prin relația următoare :

(4) $$P(v|u) = \prod_{k=1}^{n} \omega\,(y_k|x_k),\ x_k \in \mathcal{A},\ y_k \in \mathcal{B}$$

Relația (4) reprezintă cererea ca probabilitatea ieșirii condiționată de intrare să fie egală cu produsul de la 1 la n al probabilității proiecției de ordinul k a ieșirii, condiționată de proiecția de ordinul k a intrării.

Definiție. Se numește număr de coincidențe care apar în n-secvența $u \in \mathcal{A}^I$ și $v \in \mathcal{B}^I$ notat cu $N(j, j; u, v)$ numărul de proiecții identice de același ordin k, care apar în o n-secvență de intrare u și o n-secvență de ieșire v.

(5) $$N(j, j; u, v) = \sum_{k \in I} (pr_k\, u = pr_k\, v) =$$

$$= \sum_{k \in I} [pr_k\, i(\omega) = pr_k\, e(\omega)]$$

Numărul de coincidențe este distanța Hamming. (În [1] este definit $N(i, j; u_0, v_0)$ ca numărul de proiecții astfel ca proiecția de ordin k din u_0 să fie i și proiecția de ordin k din v_0 să fie j).

Observăm că numărul de coincidenţe $N(j, j; u, v)$ ia valorile $0, 1, 2, \ldots, n$ pentru o n-secvenţă v arbitrar aleasă, însă fixată din $\mathfrak{B}^I$ şi cîte o n-secvenţă $u \in \mathcal{A}^I$ din cele a^n, n-secvenţe cîte conţine mulţimea $\mathcal{A}^I$.

$$N(j.\ j;\ u.\ v) = \begin{cases} 0 \text{ pentru } (a-1)^n \ n\text{-secvenţe} \\ 1 \text{ pentru } C_n^{n-1}(a-1)^{n-1} \ n\text{-secvenţe} \\ \cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots \\ k \text{ pentru } C_n^{n-k}(a-1)^{n-k} \ n\text{-secvenţe} \\ \cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots \\ n \text{ pentru } C_n^0 = 1 \ n\text{-secvenţe} \end{cases}$$

Propoziţie. Fie $\{\mathcal{A}^I, \mathfrak{F}_{\mathcal{A}}\}$ cîmpul de evenimente, $u \in \mathcal{A}^I$ şi $v \in \mathfrak{B}^I$ (v fixat).

Fie o aplicaţie

$$N : \mathfrak{F}_{\mathcal{A}} \to [0, 1]$$

definită astfel:

$$N(A) = \sum_{k=1}^{s} N(u_{i_k}),\ (\forall)\ u_{i_k} \in \mathcal{A}^I \tag{6}$$

unde

$$N(u_{i_k}) = \frac{N(j, j; u, v)}{na^{n-1}}$$

(orice $A \in \mathfrak{F}_{\mathcal{A}}$, $A = u_{i_1} \cup u_{i_2} \cup \cdot \cup \cup i_s$, $A \neq 0$, $1 \leqslant i_1 \leqslant \ldots \leqslant i_s \leqslant a^n$) atunci N este o probabilitate pe $\mathfrak{F}_{\mathcal{A}}$.

Demonstraţie. Conform definiţiei probabilităţii pe $\mathfrak{F}_{\mathcal{A}}$ trebuie să arătăm că sînt verificate cele trei axiome

1. $N(A) \geqslant 0$ pentru $(\forall)\ A \in \mathfrak{F}_{\mathcal{A}}$ (evident)

2. $$N(\mathcal{A}^I) = \sum_{u \in \mathcal{A}^I} N(u) = \sum_{u \in \mathcal{A}^I} \frac{N(j, j; u, v)}{na^{n-1}} =$$

$$= \sum_{k=1}^{n} \frac{k}{na^{n-1}} C_n^{n-k}\ (a-1)^n = 1$$

3. Fie evenimentele oarecare $A,\ B \in \mathfrak{F}_{\mathcal{A}}$, $A \cap B = \emptyset$

$A = u_{i_1} \cup \ldots \cup u_{i_s}$ $\qquad 1 \leqslant i_1 \leqslant \ldots \leqslant i_s \leqslant a^n$

$B = u_{1_1} \cup \ldots \cup u_{1_p}$ $\qquad 1 \leqslant 1_1 \leqslant \ldots \leqslant 1_p \leqslant a^n$

$$N(A) = \sum_{j=1}^{s} N(u_{i_j})$$

$$\Rightarrow N(A \cup B) = N\left[\bigcup_{j=1}^{s} u_{i_j} \cup \bigcup_{k=1}^{p} u_{1_k}\right]$$

$$N(B) = \sum_{k=1}^{p} N(u_{1_k})$$

$$= N(A) + N(B)$$

Un criteriu de decizie pentru canalul discret fără memorie

În cele ce urmează se dă un criteriu, cu ajutorul căruia să se poată decide care n-secvență din $\mathcal{A}^I$ a fost transmisă peste canalul discret fără memorie definit în (4), cînd la recepție s-a obținut n-secvența $v \in \mathcal{B}^I$.

Pentru a analiza aceasta s-a considerat un canal dublu uniform, adică un canal cu matricea de zgomot dată de următoarele valori ale probabilităților $\omega(y_k|x_k)$, $x_k \in \mathcal{A}$, $y_k \in \mathcal{B}$, $k \in I$.

$$\omega(i/i) = q > \frac{1}{2}, \quad (\forall)\, i \in \mathcal{A}, \ (\forall)\, i \in \mathcal{B} \tag{7'}$$

$$\omega(j/i) = \frac{1-q}{a-1}, \quad (\forall)\, i \neq j, \ i \in \mathcal{A}, \ j \in \mathcal{B} \tag{7''}$$

Condiția (7') reprezintă cererea ca : probabilitatea ca la transmiterea simbolului i, să se recepționeze i, adică să se recepționeze simbolul transmis, pentru orice simbol al alfabetului, să fie egale cu $q > \frac{1}{2}$.

Condiția (7'') reprezintă cererea ca : probabilitatea ca la transmiterea simbolului i, să se recepționeze j $j \neq i$, să fie egală cu $\frac{1-q}{a-1}$ (evident $q > \frac{1-q}{a-1}$, $a \geqslant 2$).

Se studiază în acest sens raportul lui Cernov

$$\frac{P(v|u_s)}{P(v|u_i)} \tag{8}$$

adică raportul probabilităților condiționate pentru două n-secvențe u_i și u_s din $\mathcal{A}^I$, $i \neq s$

Folosind (4) și condițiile (7') și (7'') obținem

$$\frac{P(v|u_s)}{P(v|u_i)} = \frac{\prod_{k=1}^{n} \omega(pr_k\, v|pr_k\, u_s)}{\prod_{k=1}^{n} \omega(pr_k\, v|pr_k\, u_i)} = \frac{q^{N(j,\,j;\,u,\,v)} \left(\frac{1-q}{a-1}\right)^{n-N(j,\,j;\,u,\,v)}}{q^{N(j,\,j;\,u,\,v)} \left(\frac{1-q}{a-1}\right)^{n-N(j,\,j;\,u,\,v)}} =$$

$$= \left\{ \left[\frac{(a-1)q}{1-q} \right]^{na^{n-1}} \right\}^{N(u_s)-N(ui)}$$

$$\left(a \geqslant 2, \ q \geqslant \frac{1}{2}, \ \frac{q}{1-q} > 1 \right)$$

Se observă că

$$P(v|u_s) > P(v|u_i) \Leftrightarrow N(u_s) > N(u_i)$$

Dăm următorul criteriu de decizie: n-secvența $u_0 = i(\omega) \in \mathcal{A}^I$ a fost transmisă peste canalul discret fără memorie definit de (4) cu condițiile (7'), (7'') la recepționarea n-secvenței $v \in \mathcal{B}^I$, dacă și numai dacă $N(u)$ definit de (6) este maxim pentru $u = u_0$.

Observație. Dacă se consideră o submulțime S a lui $\mathcal{A}^I$ și vrem să decidem care n-secvență $u \in S \subset \mathcal{A}^I$, a fost transmisă peste canalul discret fără memorie la recepționarea n-secvenței $v \in \mathcal{B}^I$, decidem că a fost transmisă acea n-secvență $u_0 \in S$, pentru care $N(u)$ definit de (6) este maxim, pentru $u \in S$.

Se observă că deși două n-secvențe sînt diferite este posibil ca $N(u)$ să aibă aceeași valoare, în acest caz la recepționarea n-secvenței $v \in \mathcal{B}^I$, nu se poate decide care n-secvență (din cele două amintite) a fost transmisă. Există o zonă de incertitudine, adică o zonă pe care nu se poate decide.

BIBLIOGRAFIE

1. *J. Wolfowitz*, Coding Theorems of Information Theory. Berlin — Götingen — Heidelberg — 1964 (II).
2. *Corina Reischer, G. Sâmboan, R. Theodorescu*, Teoria probabilităților. Editura didactică și pedagogică, București, 1967.
3. *Al. Spătaru*, Teoria transmisiunii informației, vol. II, Editura tehnică, București 1971.

About a manner of decision concerning the discreete memoryless channel.

In this note a measure $N(u)$ is define over $\mathcal{F}_{\mathcal{A}}$ the field of parts ached to the $\mathcal{A}$ the set of all n-sequences of form (1). This measure is defined by means of $N(j, j: u, v)$ — the number of coincidences in (6). With the helping of this measure it is studied Cernov's report and it is given a decision criterion for the discreete memoryless channel.

BULETINUL INSTITUTULUI POLITEHNIC „GHEORGHE GHEORGHIU-DEJ"
BUCUREȘTI
SERIA ELECTROTEHNICĂ
Tomul XLI — 1979, Numărul 3

C.Z.: 519.49

ASUPRA SEMINORMELOR LATICIALE ALE UNOR ALGEBRE RETICULATE

GEANĂU MIRCEA*

În (1) Guennebaud studiază topologiile admisibile pentru algebre m convexe definite pe corpuri valuate arhimediene sau nearhimediene. O problemă asemănătoare se pune pentru algebre m-convexe ordonate și sîntem conduși la un concept de topologie P-admisibilă. În această problemă joacă un rol esențial (f) algebrele. Acestea sînt algebre pentru care structura de inel este un (f) inel în sensul lui D.G. Jonson (7) R.S. Pierce (6) și G. Birkoff (6). În acest articol se demonstrează următorul rezultat: intr-o algebră de tip (f) A, pe care e definită o semi-normă submultiplicativă laticială p, pentru orice $x_0 \in A$ astfel ca $p(x_0) \underset{n\to\infty}{\nrightarrow} 0$ există o seminormă laticială multiplicativă m continuă în raport cu topologia dată de p și astfel încît $m(x_0) \geqslant 1$.

1) Fie A o algebră peste corpul numerelor R.

Presupunem deasemenea că algebra A este o algebră ordonată și are o structură de spațiu Riesz.

O funcție numerică pozitivă p definită pe A o numim *seminormă submultiplicativă laticială*, dacă :

$$\alpha_1 \; (\underset{\in R}{\forall}\lambda)\,(\underset{\in A}{\forall}x)\;[p(\lambda x) = |\lambda|\,p(x)]$$

$$\alpha_2 \; (\underset{\in A}{\forall}x)\,(\underset{\in A}{\forall}y)\;[p(x+y) \leqslant p(x) + p(y)]$$

$$\alpha_3 \; (\underset{\in A}{\forall}x)\,(\underset{\in A}{\forall}y)\;[p(xy) \leqslant p(x)\,p(y)]$$

$$\alpha_4 \; (\underset{\in A}{\forall}x)\,(\underset{\in A}{\forall}y)\;[|x| \leqslant |y| \Rightarrow p(x) \leqslant p(y)]$$

Dacă notăm $U = \{x \in \mathrm{A} \;|\mathrm{p}(x) \leqslant 1\}$ obținem că U este *absorbantă, solidă* ** și în plus verifică relațiile :

1) $\alpha,\ \beta \in R,\ |\alpha| + |\beta| \leqslant 1 \Rightarrow \alpha U + \beta U \subset U$

2) $x \in U,\ y \in U \Rightarrow x\ y \in U$ [U este idempotentă].

Manuscris predat redacției la data de 1 noiembrie 1978

* As. Catedra Matematici III

** Spunem că mulțimea U este solidă dacă verifică proprietatea :
$(\underset{\in \Pi}{\forall}y)\,(\underset{\in A}{\forall}x)\;[|x| \leqslant |y| \Rightarrow x \in U]$

Lema 1. Fie A o algebră peste R ordonată, reticulată, U o parte a lui A *absorbantă, convexă, idempotentă* și *solidă* și fie p_U funcția lui Minkowschi dată de $(\underset{\in A}{\forall} x)\ [p_U(x) = \inf\ \{|\lambda|\ ;\ \lambda \in R,\ x \in \lambda U]$

Atunci p_U este o semi-normă sub-multiplicativă laticială pe A.

Demonstrație. (Mai întîi observăm că soliditatea lui U implică U echilibrată.)

Vom verifica numai că $p(x \cdot y) \leqslant p(x) \cdot p(y)$ și că este monotonă celelalte proprietăți fiind evidente.

Fie $x \in A,\ y \in A,\ \lambda,\ \mu \in R,\ x \in \lambda U,\ y \in \mu U \Rightarrow x \cdot y \in \lambda\mu UU \subset \lambda\mu U \Rightarrow$
$\Rightarrow p(x \cdot y) \leqslant |\lambda\mu| \Rightarrow p(x \cdot y) \leqslant p(x) \cdot p(y)$

Să presupunem acum $|x| \leqslant |y|$ oricare ar fi $x, y \in A$.

U fiind solidă rezultă că $\{|\lambda|\ |\lambda \in R,\ y \in \lambda U\} \subset \{|\lambda|\ |\lambda \in R,\ x \in \lambda U\}$
De unde, folosind proprietățile inf. în R rezultă $p_U(x) \leqslant p_U(y)$

Observație

Cînd o parte $U \subset A$ verifică proprietatea 1) vom folosi ca un singur termen este „*absolut convexă*". U solidă și convexă implică U absolut convexă.

Considerăm pentru o seminormă laticială p pe A următoarele 2 proprietăți :

b) $(\underset{\in N^*}{\forall n})\ (\forall x)\ [p(x^n) = p(x)^n]$

c) Pentru orice $r \in N$ și orice permutare σ a intervalului $[1, r]$ și orice $\{x_1, \ldots, x_r\},\ x_i \in A$

$p(x_1, \ldots, x_r) = p(x_{\sigma(1)} \ldots x_{\sigma(r)})$

Dacă $U = \{x\ |x \in A,\ p(x) \leqslant 1\}$

Atunci cele două condiții se exprimă prin :

b') $(\underset{\in A}{\forall x})\ (\underset{\in N^*}{\forall n_0})\ [x_{n_0} \in U \to x \in U]$

c') pentru orice $r \in N$ și orice permutare σ a intervalului $[1, r]$ și orice mulțime $\{x_1, \ldots, x_r\}$ de elemente ale lui A cu $x_1, \ldots, x_r \in U \Rightarrow$
$\Rightarrow x_{\sigma(1)}, \ldots, x_{\sigma(r)} \in U$

Lema 2. Fie A o algebră peste R ordonată și spațiu Riesz, U o parte *absorbantă, solidă convexă* și *echilibrată*.

Dacă U satisface una din condițiile (b') sau (c') atunci p_U verifică condițiile (b) sau (c).

Demonstrație

Demonstrația rezultă printr-o simplă verificare pornind de la definițiile date.

Se poate observa ușor că orice intersecție de părți convexe și echilibrate în același timp este o parte convexă și echilibrată a lui A.

Rezultă că se poate vorbi de *anvelopa convexă* și *echilibrată* a unei părți $X \subset A$, care nu este altceva decît mulțimea elementelor de forma

$$\sum_1^r \alpha_n x_n,\ x_n \in X,\ \alpha_n \in R \text{ și } \sum_1^r |\alpha_n| \leqslant 1$$

Putem vorbi deasemenea de anvelopa idempotentă a lui X care este mulțimea elementelor de forma $x_1 \cdot x_2 \ldots x_r$ cu $x_1, x_2, \ldots x_r \in X$

Lema 3. Anvelopa convexă și echilibrată a unei părți idempotente este idempotentă.

Demonstrație. Demonstrația este imediată.

O seminormă m laticială pe A se numește multiplicativă dacă $(\underset{\in A}{\forall} x, y)\ (m(x \cdot y) = m(x) \cdot m(y))$

Spunem că o parte $V \subset A$ este *primă* dacă $x \cdot y \in V \Rightarrow x \in V$ sau $y \in V$.

Lema 4. Dacă V este o parte *absorbantă, convexă, idempotentă, solidă* și *primă* atunci p_v este o *seminormă laticială multiplicativă.*

Demonstrație. V fiind solidă rezultă că este și echilibrată. Din lema 1 știm că p_v este seminormă laticială submultiplicativă. Notăm $m = p_v$. Vom arăta acum că este chiar multiplicativă.

$$(\underset{\in A}{\forall} x, y)\ (m\ (x \cdot y) \leqslant m(x) \cdot m(y))$$

Dacă $(\exists x, y)\ (m(x \cdot y) < m(x) \cdot m(y))$
Rezultă atunci că $m(x) \neq 0,\ m(y) \neq 0$

$(\underset{\in R}{\exists} a, b)\ (0 < |a| < m(x), 0 < |b| < m(y)$ și $m(x \cdot y) < |a| \cdot |b|$

Dar atunci $(a^{-1}x)\ (b^{-1}y) \in V$ și $a^{-1}x \notin V$, $b^{-1}x \notin V$ ceea ce nu se poate.

Fie X o mulțime de seminorme laticiale multiplicative pe A.

Presupunem că X verifică proprietatea că :
$(\underset{\in A}{\forall} x)$ (mulțimea $\{m(x)\ |m \in X\}$ este mărginită)

Funcția numerică

$$p(x) = \sup. \{m(x) | m \in X\}$$

este o seminormă laticială submultiplicativă care satisface proprietățile :

a) $(\underset{\in A}{\forall} x)\ (\underset{\in N^*}{\forall} n)\ (p(x^n) = p(x)^n)$

b) p verifică proprietatea c)

Vom demonstra numai monotonia restul afirmațiilor fiind dovedite în [7].

Fie date elementele $x, y \in A$ astfel încît : $|x| \leqslant |y|$. Atunci $(\underset{\in X}{\forall} m)$ $(m(x) \leqslant m(y))$
Considerăm mulțimile : $D_1 = \{m(x) | m \in X\}$; $D_2 = \{m(y) | m \in X\}$
Fie $m(x) \in D_1 \Rightarrow m(x) \leqslant m(y) \leqslant \sup\limits_{m \in X} \{m(y)\} \Rightarrow$

$\Rightarrow \operatorname{Sup}\limits_{m \in X} \{m(x)\} \leqslant \sup\limits_{m \in X} \{m(y)\}$
Adică tocmai $p(x) \leqslant p(y)$

§2. *f — Algebre*

Vom spune că o algebră reticulată, comutativă, A peste R este o f-algebră dacă verifică proprietatea :
$(f)\ (\underset{\in A}{\forall} a, b, c)\ [(a \wedge b = 0$ și $c \geqslant 0) \Rightarrow (c\ a) \wedge b = 0]$

(f) — Inelele au fost studiate în detaliu de G. Birkhoff și R.S. Pierce în [6], D.G. Jonson în [7], R.S. Pierce în [8], M. Henriksen și J.R. Isbel în [5], și L. Fuchs în [10].

Reamintim că într-o (f)-algebră avem relația : (α_0) $|x \cdot y| = |x| \cdot |y|$ (Pentru aceasta și pentru alte relații trimitem la L. Fuchs [10]).

Teoremă. Fie A o (f)-algebră și p o semi-normă submultiplicativă laticială. Pentru orice $x_0 \in A$ astfel încît șirul $p(x_0^n)$ nu tinde către zero există o seminormă laticială *multiplicativă* m continuă pentru topologia definită de p și astfel încît $m(x_0) \geqslant 1$.

Demonstrație. Observăm mai întîi că A fiind comutativă orice seminormă submultiplicativă laticială verifică proprietatea (c). Afirmația „șirul $p(x_0^n)$ nu converge către zero" se poate scrie : $(\underset{n \in N^*}{\forall n})\ (p(x_0^n) \geqslant 1)$.

În adevăr, dacă ar exista un întreg $n_0 > 0$ astfel încît $p(x_0^{n_0}) < 1$ am putea scrie pentru $n \geqslant n_0$, $n = I \cdot n_0 + r$, $0 \leqslant r \leqslant n_0$ și $p(x_0^n) \leqslant p(x_0^{n_0})^I \cdot p(x_0^r)$ De unde ar rezulta că $p(x_0^n)$ converge către zero.

Mulțimea seminormelor submultiplicative laticiale pe A este ordonată prin :

$$p_1 \prec p_2 \Leftrightarrow (\underset{x \in A}{\forall x})\ (p_1(x) \leqslant p_2(x))$$

Fie $Q_{(X_0)}$ mulțimea seminormelor submultiplicative laticiale q pentru care :

(α) $(\underset{n \in N^*}{\forall n})\ (q(x_0^n) \geqslant 1)$

(β) $q \prec p$

Orice parte $X \subset Q(X_0)$ total ordonată admite un minorant.

Aceasta este funcția q_0 definită pe A astfel : $q_0(x) = \inf \{q(x) \mid q \in X\}$.

Se poate arăta că este o seminormă submultiplicativă laticială și verifică proprietățile α) și β).

$Q(X_0)$ nu este vidă de unde rezultă că are un element minimal m. Trebuie arătat că m este seminormă multiplicativă laticială și va fi evident continuă pentru topologia definită de $p(m \prec p)$.

I) Pentru orice $x \in A$ și orice întreg $n > 0$, $m(x^n) = (m(x))^n$

Fie $V = \{x \mid x \in A$ și șirul $m(x^n)$ este mărginit$\}$

Arătăm că V este *idempotentă convexă* și *solidă* de unde va rezulta că este și *echilibrată*.

Algebra A fiind comutativă va rezulta deasemenea că V verifică proprietatea (c').

Fie $\alpha, \beta \in R$, $x, y, \in V$ și orice $n > 0$. Atunci,

$$m((\alpha x + \beta y)^n) \leqslant \sum_{r=0}^{n} C_n^r\, |\alpha|^r |\beta|^{n-r}\, m(x^r)\, m(y^{n-r})$$

Am folosit faptul că m verifică proprietatea (c). Cum există un număr real a astfel pentru orice $n \in N$ avem $m(x^n) \leqslant a$ și $m(y^n) \leqslant a$ oricare ar

fi $n \in N^*$ rezultă că : $m((\alpha x + \beta y)^n) \leqslant a^2 \sum_{r=0}^{n} C_n^r |\alpha|^r |\beta|^{n-r})$ ceea ce arată că șirul $m((\alpha x + \beta y)^n)$ este mărginit îndată ce $|\alpha| + |\beta| \leqslant 1$.

Avem deasemenea că $m((xy)^n) = m(x^n y^n) \leqslant m(x^n)\, m(y^n)$, și obținem astfel că V este idempotentă.

Să mai arătăm că V este solidă. Fie $y \in V$ și $x \in A$ astfel încît $|x| \leqslant |y|$ și fie $n \in N^*$.

A fiind (f)-algebră rezultă : $|x^n| = |x|^n \leqslant |y|^n = |y^n|$

V fiind idempotentă implică $y^n \in V$.

Dar seminorma m este laticială și atunci $m(x^n) \leqslant m(y^n)$. De unde rezultă că șirul $\{(m(x^n)\}$ este mărginit și astfel $x \in V$.

V conținînd bula unitate a lui m rezultă *absorbantă*.

Obținem că $m' = p_V$ este o seminormă submultiplicativă laticială.

Dar avem și $m' < m$ deoarece V conține bula unitate a lui m.

Arătăm acum că m' verifică (α) de unde va rezulta că $m' \in Q(X_0)$ și în consecință $m = m'$.

Dacă m' nu ar verifica proprietatea (α) ar rezulta că $\exists n_1 > 0$, astfel încît $m'(x_0^{n_1}) < 1$.

$(\underset{\in R}{\exists} \lambda)$ $|\lambda| > 1$ astfel încît $m'(\lambda x_0^{n_1}) < 1$ $\left[m'(x_0^{n_1}) < a < 1 \text{ și luăm } a = \frac{1}{|\lambda|} \right]$

Rezultă $\lambda x_0^{n_1} \in V$. De unde șirul $\{m(\lambda^n x_0^{n_1 n})\}$ este mărginit și în final am obține că șirul $m(x_0^n)$ ar tinde către zero ceea ce nu se poate.

În consecință : $(\underset{\in A}{\forall} x)\ (\underset{\in N^*}{\forall} n_1)\ (x^{n_1} \in V) \Rightarrow x \in V$.

În adevăr, șirul $m(x^{n_1 n})$ fiind mărginit cînd n descrie pe N^* și scriind pentru $n \geqslant n_1$, $m(x^n) \leqslant m(x^{n_1 c}) \cdot m(x^r)$ cu $n = e\, n_1 + r$ și $0 \leqslant r < n_1$ rezultă că șirul $\{m(x^n)\}$ este mărginit de unde obținem $x \in V$.

Din lema 2 rezultă că pentru orice $x \in A$ și orice $n > 0$, $m(x^n) = m(x)^n$.

II). Pentru orice $x \in A$, $m(x_0 x) = m(x_0)\, m(x)$. În caz contrar, există $y_0 \in A$ astfel încît $m(x_0 y_0) < 1 < m(x_0)\, m(y_0)$

r fiind numărul real definit prin $r(m(x_0) = 1$, se poate găsi $\lambda \in R$ astfel încît $|\lambda|\, rm(x_0 y_0) < 1 < |\lambda|\, rm(x_0)\, m(y_0)$.

Se poate alege $\alpha \in R$ astfel încît $r \leqslant |\alpha| \leqslant 1$

pentru care $|\alpha|\, |\lambda|\, m(x_0 y_0) < 1 < |\alpha|\, |\lambda|\, m(x_0)\, m(y_0)$

Punem $a = \alpha x_0$, $b = \lambda y_0$.

Condițiile impuse se traduc prin :

$$m(ab) < 1 < m(a)\, m(b),\ 1 \leqslant m(a) \leqslant m(x_0),\ 1 < m(b),$$

ceea ce permite a arăta că $m \in Q(a)$ este minimală în $Q(a)$.

În adevăr, $1 \leqslant m(a)$ și $m(a^n) = m(a)^n$ pentru orice $n > 0$ probează condiția (α) și condiția $m(a) \leqslant m(x_0)$ pretinde ca m să fie minimală în $Q(a)$ $[Q(a) \subset Q(x_0)]$

Punem : $V = \{x \mid x \in A,\ m(x) \leqslant 1\}$ $S = \{b^n \mid n \in N^*\}$

Fie W *anvelopa idempotentă* a mulțimii $V \cup S$.

Acum avem nevoie de următoarea construcție pe care o dăm în cazul necomutativ iar în cazul comutativ în care ne-am situat va fi mult simplificată (Gunnebaud).

Pentru orice parte $X \subset A$ punem :

$$\eta(X) = \left\{ \sum_i \alpha^i \; x_1^i \quad x_{p_i}^i \right\} \text{ cu } \alpha^i \in R, \; \sum_i |\alpha^i| \leqslant 1$$

$x_1^i, \ldots, x_{p_i}^i \in X$ pentru care există o permutare

$\sigma_i \in \sigma_{[1,p_i]}$ astfel încît $x_{\sigma_i}^i \ldots x_{\sigma_i}^i \in X$

Definim apoi : $W_1 = \eta(W)^1$ și $W^{p_i} = \bigcup_{n \geqslant 1} W_n$ cu $W_{n+1} = \eta(W_n)$

Cînd A este comutativă $W_0 = W_1$ și este anvelopa convexă și *echilibrată* a mulțimii $W = V \cup S \cup V \cdot S$

Se verifică faptul că W_0 este *absorbantă, idempotentă, absolut convexă* și satisface condiția (c'). Să notăm : $|W_0| = \{|x| \; | x \in W_0\}$, $\{W_0\}_e^c$ = anvelopa *convexă* și *echilibrată* a mulțumii $W_0 \cup |W_0| \cup (W_0|W_0|)\{W_0\}_e^c \supset$ $\supset W_0$ implică $\{W_0\}_e^c$ *absorbantă.*

Evident $\{W_0\}_e^c$ verifică și condiția (c').

A fiind (f)-algebră rezultă că $W_0 \cup |W_0| \cup (W_0 \cdot |W_0|)$ este idempotentă ; dar atunci *lema 3* implică $\{W_0\}_e^c$ idempotentă.

Notăm acum cu $[\{W_0\}_e^c]_s$ anvelopa solidă a mulțimii $\{W_0\}_c^e$.

Mulțimea $[\{W_0\}_e^c]_s$ are următoarele proprietăți :

— *absorbantă* — deoarece conține pe W_0 ;

— *solidă* — prin construcție ;

— *idempotentă* — deoarece dacă $|x| \leqslant |x_1|$, $|y| \leqslant |y_1|$, cu $x_1, y_1 \in$ $\in \{W_0\}_e^c$ și folosind faptul că A este (f)-algebră obținem : $|xy| \leqslant |x_1 y_1|$; dar $x_1 y_1 \in \{W_0\}_c^e$ de unde $xy \in [\{W_0\}_e^c]_s$.

— *convexă* și *echilibrată*

În adevăr, fie $\alpha, \beta \in R$ cu $|\alpha| \leqslant 1$, $|\beta| \leqslant 1$; $x, y \in [\{W_0\}_e^c]_s$. Atunci există $x_1, y_1 \in \{W_0\}_e^c$ astfel încît $|x| \leqslant |x_1|$; $|y| \leqslant |y_1|$. De unde obținem : $|\alpha x + \beta y| \leqslant |\alpha| \; |x| + |\beta| \; |y| \leqslant |\alpha| \; |x_1| + |\beta| \; |y_1|$

Folosind acum definiția mulțimii $\{W_0\}_e^c$ și faptul că A este (f)-algebră obținem : $|\alpha x + \beta y| \leqslant z$ cu $z \geqslant 0$, $z \in \{W_0\}_e^c$ de unde rezultă $\alpha x + \beta y \in [\{W_0\}_e^c]_s$

$[\{W_0\}_e^c]_s$ verifică și proprietatea (c') din cauza comutativității algebrei A.

Vom nota $\widetilde{W}_0 = [\{W_{0e}^c\}]_s$ și $m' = p_{\widetilde{W}_0}$

Din lema 2 deducem că m' este o seminormă submultiplicativă verificînd (c) laticială și astfel încît $m' \prec m$. Mai mult $b \in \widetilde{W}_0$ avem că $m' \neq m$.

În consecință șirul $m'(a^n)$ tinde la zero, la fel șirul $m'(\mu^n a^n)$ pentru μ convenabil ales în R cu $|\mu| > 1$;

Fie n_1 astfel încît $m'(a^{n_1}) < 1$ și $s > 1$ un număr real astfel încît $s^{n_1} m'(a^{n_1}) < 1$ pentru $\mu \in R$ și $1 < |\mu| \leqslant s$, vom avea $m'(\mu^{n_1} a^{n_1}) < 1$ ceea ce arată că șirul $m'(\mu^n a^n)$ tinde către zero.

În particular există un întreg $n > 0$ astfel încît $\mu^n a^n \in \widetilde{W}_0$

Să presupunem întîi că $\mu^n a^n \in \{W_0\}_e^c$

Atunci : $(\theta)\ \mu^n a^n = \sum_{i=1}^{l} \alpha_i \mu_i + \sum_{i=1}^{l} \beta_i |v_i| + \sum_{i=1}^{l} \gamma_i z_i |t_i|$

unde $u_i;\ v_i\ ;\ z_i\ ;\ t_i \in W_0$ iar $\sum_{i=1}^{l} (|\alpha_i| + |\beta_i| + |\gamma_i|) \leqslant 1$

În sumele din relația (θ) am completat cu termeni cu coeficienți egali cu zero pentru a avea același număr de termeni.

Avînd în vedere definiția mulțimii W_0 avem deasemenea :

$$u_i = \sum_{j=1}^{l_i} \alpha'_j u'_j + \sum_{j=1}^{l_i} \beta'_j b^j + \sum_{j=1}^{l_i} \gamma'_j v'_j b^j$$

$$v_i = \sum_{j=1}^{l_i} \alpha''_j u''_j + \sum_{j=1}^{l_i} \beta''_j b^j + \sum_{j=1}^{l_i} \gamma''_j v''_j b^j$$

$$z_i = \sum_{j=1}^{l_i} \alpha'''_j u'''_j + \sum_{j=1}^{l_i} \beta'''_j b^j + \sum_{j=1}^{l_i} \gamma'''_j v'''_j b^j$$

$$t_i = \sum_{j=1}^{l_i} \alpha'^{\mathrm{V}}_j u'^{\mathrm{V}}_j + \sum_{j=1}^{l_i} \beta'^{\mathrm{V}}_j b^j + \sum_{j=1}^{l_i} \gamma'^{\mathrm{V}}_j v'^{\mathrm{V}}_j b^j$$

$$\Sigma(|\alpha_j| + |\beta_j| + |\gamma_j|) \leqslant 1$$

substituind în (θ) apoi completînd cu coeficienți egali cu zero putem face ca toate sumele să aibă același număr de termeni $\bar{e}$.

Folosim proprietățile modulului față de ordine și față de produs într-o (f)-algebră și proprietățile coeficienților și faptul că seminorma m fiind laticială implică $m(|x|) = m(x)$

Amplificăm relația (θ) cu $a^{\bar{e}^2}$ apoi folosim faptul că putem scrie :

$$\left(\sum_{i=1}^{r} \bar{\alpha}_i \bar{u}_i + \sum_{i=1}^{r} \bar{\beta}_i b^i + \sum_{i=1}^{r} \gamma_i v_i b^i\right) a^r = \sum_{i=1}^{r} \bar{\alpha}_i \bar{u}_i a^r + \sum_{i=1}^{r} \bar{\beta}_i (ba)^i a^{r-i} +$$

$$+ \sum_{i=1}^{r} \bar{\gamma}_i \bar{v}_i (ab)^i a^{r-}$$

și aplicînd seminorma m obținem după un număr de majorări

$$|\mu|^n m(a)^{n+\bar{e}^2} \leqslant \sum (< 1)\ m(a)^{\bar{e}^2}$$

de unde : $|\mu|^n m(a)^n \leqslant 1$ ceea ce contrazice faptul că : $|\mu| > 1$ și $m(a) \geqslant 1$.

Cînd $\mu^n a^n$ este astfel încît $(\exists x)\ (x \in \{W_0\}_{fe}^{c})\ (|\mu^n a^n| \leqslant |x|)$ rezultă :

$$|\mu|^n\ |a|^n \leqslant |x|$$

$$|\mu|^n\ |a|^n \leqslant |\sum_{i=1}^{l} \alpha_i u_i + \sum_{i=1}^{l} \beta_i |v_i| + \sum_{i=1}^{l} \gamma_i z_i |t_i|$$

și revenim la cazul precedent. Am dovedit astfel că $(\underset{\in A}{\forall x})\ (m(x_0 x) = m(x_0)\ m(x))$

III). Arătăm acum că m este multiplicativă.

În caz contrar, există b' și $u' \in A$ astfel încît $m(u'b') < m(u')\ m(b')$. Deoarece avem :

$$m(-\ |u'|\ |b'|) = m(-|u'b'|) \leqslant m(u'b') < m(u')\ m(b') = m(|u'|)\, m(|b'|) = m(-|u'|)\ m(|b|)$$

rezultă că putem presupune relația : $m(u \cdot b) < m(u) \cdot m(b)$ cu $b > 0$.

Fie r definit prin $r\ m(b) = 1$ și $\lambda \in R$ astfel încît

$$|\lambda|r\ m(ub) < 1 < |\lambda|r\ m(u)\ m(b)$$

Se poate găsi un șir λ_n de elemente din K astfel încît

$$\forall_n\ |\lambda_n| \leqslant r \text{ și } \lim_{n\to\infty} |\lambda_n| = r$$

Fie $W = \{x \mid x \in A\ (\underset{\in N*}{\exists n_0})\ (\underset{\in N}{\forall n})\ (m(\lambda_n^{n_0} x b^{n_0})) \leqslant 1\}$

Remarcăm că dacă $m(\lambda_n^{n_0} x b^{n_0}) \leqslant 1$ pentru $n_0 > 0$ atunci avem o inegalitate analoagă pentru orice $n_0' > n_0$ deoarece :

$$m(\lambda_n^{n_0'} x b^{n_0'}) \leqslant m(\lambda_n^{n_0} x b^{n_0})\ m(\lambda_n b)^{n_0'-n_0} \leqslant 1$$

Rezultă de aici că putem presupune în definiția lui W pe n_0 par.

Se arată ușor că W este idempotentă convexă și echilibrată, (verifică chiar condiția c').

În plus W este solidă. În adevăr ; dacă $|y| \leqslant |x|$ cu $x \in W$, atunci $\lambda_n^{n_0} |y| \cdot b^{n_0} \leqslant \lambda_n^{n_0} |x| \cdot b^{n_0}$ deoarece n_0 este par și $b > 0$, de unde : $|\lambda_n^{n_0} y b^{n_0}| \leqslant |\lambda_n^{n_0} x b^{n_0}|$

și aplicînd seminorma m obținem : $m(\lambda_n^{n_0} y b^{n_0}) \leqslant 1$ ceea ce probează că $y \in W$.

Avem deasemenea că $m(x) \leqslant 1$ implică $x \in W$ deoarece :

$$m(\lambda_n x b) \leqslant m(x) \cdot m(\lambda_n b) \leqslant 1$$

ceea ce ne dă că W este absorbantă.

Deoarece condiția $|\lambda|r\ m(u \cdot b) < 1$ implică $\lambda u \in W$, relația $1 < |\lambda|r\ m(u)\ m(b)$ exprimă că $m(\lambda u) > 1$ ceea ce probează că $m' = p_W \neq m$

Dar acum vom arăta că $\underset{\in N*}{\forall n}\ m'(x_0^n) \geqslant 1$, ceea ce contrazice faptul că $m' \neq m$ (deoarece $m' \prec m$)

Dacă există $n_1 \in N^*$ astfel încît $m'(x_0^{n_1}) < 1$ se poate găsi $\mu \in R$, $|\mu| > 1$ astfel încît $m'(\mu x_0^{n_1}) < 1$, și deci $\mu x_0^{n_1} \in W$; în consecință există un întreg $n_0 > 0$ astfel încît pentru orice n

$$m(\lambda_n^{n_0} \mu x_0^{n_1} b^{n_0}) \leqslant 1$$

Dar din prima și a doua parte a demonstrației rezultă :

$$m(\lambda_n^{n_0} \mu x_0^{n_1} b^{n_0}) = |\lambda_n|^{n_0} |\mu| \, m(x_0)^{n_1} \, m(b)^{n_0}$$

de unde la limită $|\mu| \, m(x_0)^{n_1} \leqslant 1$, ceea ce este în contradicție cu $m(x_0) \geqslant 1$ și $|\mu| > 1$ și demonstrația teoremei este completă.

BIBLIOGRAFIE

1. *B. Guennebaud,* Bull. Sciences mathem. Tom. XCI. (1967), F. 3—4 pg. 75—96.
2. *Allen G.R.,* Proc. London. math. Soc. July (1965) pg. 385.
3. *Mallios A.,* Math. Ann. t. 154 nr. 2 (1964).
4. *Michael E.A.,* Memoirs. Amer. Math. Soc. (1952)
5. *M. Henriksen and J.R. Isbel,* Pacific Journ. of Mathematics Vol. 21 Nr. 2 (1962).
6. *G. Birkhoff and R.S. Pierce,* Anais Acad. Bras. 28 (1956) pag. 41—69.
7. *D.G. Jonson,* Acta. Math. 104 (1960) pag. 163—215
8. *R.S. Pierce,* Radicals in function rings. Duke Math. J. 23 (1965), pg. 253—261.
9. *H. Schaef er,* Topological vector spaces Macmilan Series (1966).
10. *L. Fuchs,* On partially ordonal Algebra I. Colloquium math. 14 (1966).

Sur les deminormes laticielles de certaines algèbres réticulées.

Dans (1) Guennebaud étudie les topologies admissibles pour les algébres m-convexes définies sur des corps valués archimédiens ou non archimédiens. On se pose un problème semblant pour les algèbres m-convexes ordonnées et on arrive à un concept de topologie P-admissible. Les (f) algèbres ont un rôle essentiel dans ce problème. Celles-ci sont des algèbres qui ont une structure de (f) anneau au sens de Jonson (7), Pierce (6) et G. Birkhoff (6). Dans cet article on démontre le suivant résultat : dans une f-algébre A sur laquelle on a défini une demi-norme laticielle sousmultiplicative, p, telle que pour tout $x_0 \in A$ $p(x_0) \overset{n \to \infty}{\nrightarrow} 0$, il y a une demi-norme laticielle multiplicative m qui est continue envers une topologie donnée par p et telle que $m(x_0) \geqslant 1$.

BULETINUL INSTITUTULUI POLITEHNIC „GHEORGHE GHEORGHIU-DEJ"
BUCUREȘTI
SERIA ELECTROTEHNICĂ
Tomul XLI — 1979, Numărul 3

FIZICĂ

C.Z.: 538.6

THEORETICAL MODELS OF THE FERRIMAGNETIC MAGNETIZATION IN RELATION TO log $p_m = f(\log \mu_{ri})$ CORRELATIONS FOR UNIPARAMETRIC TECHNOLOGICAL SERIES

D. IORDACHE, LUMINIȚA DANIELLO, AL. LUPAȘCU, D. HORNEA*

The dependencies of the saturation induction, of the coercive force and of the remanent induction on the initial permeability, for uniparametric series of ferrimagnetic materials, were studied in this work. The resulted findings can be explained on the basis of the Naito's model of the ferrimagnetic dispersion, of the Snoek relation, of the magnetodispersive correlations and of certain theoretical models of the magnetization process (the inclusion model, the model of the lamellar precipitates, etc.).

Introduction

Although a great number of theoretical and experimental studies concerning : the temperature dependence of the spontaneous M_σ and of the saturation magnetization M_s [1], the existing correlation between the saturation magnetization and the relative initial permeability μ_{ri} [2], the saturation magnetization — initial permeability — resonance frequency (f_0) correlations [3], the theoretical models of the coercive force : the inclusions theory [4], the straines theory [5], the demagnetizing field theory [6], the theory of the lamellar precipitates and of the particle limit [7], the dependence of the shape of the hysteresis cycle on the technological parameters [8], the analytical description of the hysteresis cycle [9], and the general theory of the hysteresis cycle [10], are reported in literature, the experimental results corresponding to the different ferrimagnetic materials cannot be explained yet by an unitary theoretical model [11].

A series of our observations concerning the magnetic permeability dispersion [12], has evidenced the efficiency of the correlations between various magnetic parameters and the initial permeability, for uniparametric technological series, as a means for testing different theoretical models. For this reason, the aim of the present work is to test the agreement between the various theoretical models of the ferrimagnetic magnetization and the experimentally found dependencies of the magnetization parameters (p_m) on the initial permeability.

Manuscript received 10 January 1979
Prof. Ph. D.; Lecturer; As. eng. Physics Dep; Student.

Taking into consideration the considerable dependence of the hysteresis parameters (H_c, B_r, etc.) on the amplitude of the applied magnetic field H_m, it is possible to obtain correlations of the formerly mentioned type, in the following alternatives :

a) determining the hysteresis parameters for a high enough value of H_m (of the order of $0.5 \frac{\text{kA}}{\text{m}}$ for high permeability materials, and of $5 \frac{\text{kA}}{\text{m}}$ for the low permeability materials, respectively) common to all the specimens of a given technological series,

b) determining H_c and B_r for a value of the applied magnetic field H for which the difference between the values of the magnetic induction corresponding to the demagnetization branch (B_δ), and to the remagnetization branch (B_ρ) : $B_\delta - B_\rho$ is smaller than 10^{-3} T, and the saturation induction B_{si} reached by predominantly irreversible processes :

$$B_{si} = \frac{B_{\delta 0} + B_{\rho 0}}{2}, \text{ where } B_{\delta 0} - B_{\rho 0} \simeq 10^{-3} \text{ T}.$$

1. Data used for the study of the log p_m = f(log μ_{ri}) correlations

In order to deduce the log $p_m = f(\log \mu_{ri})$ correlations, the values of the principal parameters (the saturation induction, the coercive force, and the remanent induction) characteristic to the magnetization processes, for the four technological series analyzed in work [12b], were taken into consideration.

The accepted input data are as follows :

a) *In the case of the study of a technological series (HH [13a]) characterized by a practically stable composition* (Fe_2O_3 49.2 $\pm$ 0.8, NiO 17.1 $\pm$ 1.1, $\overline{Zn}O$ 33.5 $\pm$ 0.5 molar percents) *and by variable sintering temperatures* (T_s = 1160 ... 1295°C) : 200 HH (190 $\pm$ 60, 1920 Gs, 97 $\frac{\text{A}}{\text{m}}$ 950 Gs), 400 HH (425 $\pm$ 75, 2000 Gs, 67 $\frac{\text{A}}{\text{m}}$, 870 Gs), 600 HH $\left(650 \pm 150, -, 41 \frac{\text{A}}{\text{m}}, -\right)$, 1000 HH $\left(1000 \pm 200, 2780 \text{ Gs}, 29.3 \frac{\text{A}}{\text{m}}, 830 \text{ Gs}\right)$, 2000 HH $\left(2100 \pm 300, 2600 \text{ Gs}, 8.8 \frac{\text{A}}{\text{m}}, 600 \text{ Gs}\right)^*$,

* The figures in the parentheses attached to each material type indicate the medium values and the quadratic mean technological deviations of the relative initial permeability, and — for t = 20°C and a continuous magnetic field $H = 800 \frac{\text{A}}{\text{m}}$ — the corresponding values of the maximum induction (which approximately determine in this case, dne to the rather high value of H, the saturation induction B_s).

b) *In the case of the study of a series* (*HM* [13*a*]) *of ferrimagnetic materials obtained by special technologies* (programmed depressurization *during the cooling*) : 700 HM (700 $\pm$ 150, 3940 Gs, 25.8 $\frac{A}{m}$, 300 Gs), 1000 HM 3 $\left(1000 \pm 200, 3340 \text{ Gs}, 25.6 \frac{A}{m}, 1000 \text{ Gs}\right)$, 1500 HM 2 $\left(1450 \pm \right.$ $\left. \pm 250, 3320 \text{ Gs}, 21.3 \frac{A}{m}, 860 \text{ Gs}\right)$, 1500 HM 3 $\left(1500 \pm 300, 3800 \text{ Gs}, \right.$ $\left. 20.8 \frac{A}{m}, 1000 \text{ Gs}\right)$, 2000 HM $\left(2100 \pm 400, 3940 \text{ Gs}, 16.8 \frac{A}{m}, 1000 \text{ Gs}\right)$, 3000 HM $\left(3100 \pm 400, 3700 \text{ Gs}, 9.6 \frac{A}{m}, 1020 \text{ Gs}\right)$, HMC1 $\left(3300 \pm 500, -\right.$ $\left. 14.4 \frac{A}{m}, 1260 \text{ Gs}\right)$, 4000 HM $\left(4150 \pm 650, 3700 \text{ Gs}, 11 \frac{A}{m}, -\right)$, 6000 HM $\left(5500 \pm 700, -, 6.6 \frac{A}{m}, 1350 \text{ Gs}\right)^{*}$,

c) *In the case of the study of a series* (*perminvar* [13*a*]) *of ferrimagnetic materials of special composition* : 10 ВЧ1 $\left(11.5 \pm 2.5, 1390 \text{ Gs}, 1660 \frac{A}{m}, \right.$ $\left. 780 \text{ Gs}\right)$, 30 ВЧ2 $\left(30 \pm 5, 2900 \text{ Gs}, 730 \frac{A}{m}, 1600 \text{ Gs}\right)$, 50 ВЧ2 $\left(55 \pm 10, \right.$ $\left. 3100 \text{ Gs}, 450 \frac{A}{m}, 2000 \text{ Gs}\right)$, 60 НН $\left(60 \pm 5, 4250 \text{ Gs}, 320 \frac{A}{m}, 3000 \text{ Gs}\right)$, 100 ВЧ $\left(100 \pm 20, 3670 \text{ Gs}, 300 \left(\frac{A}{m}, 1650 \text{ Gs}\right)\right.$, 100 НН (110 $\pm$ 20, 4420 Gs, —, 2000 Gs), 150 ВЧ (150 $\pm$ 20, 3600 Gs, —, 1650 Gs), 200 НН 2 (200 $\pm$ 30, 4100 Gs, —, 2500 Gs), 300 НН $\left(315 \pm 35, 3040 \text{ Gs}, 86 \frac{A}{m}, \right.$ $\left. 1330 \text{ Gs}\right)^{**}$,

d) *In the case of the study of a series characterized by typized technological conditions and by widely variable* (*Li—Zn, Ni—Zn, Mn—Zn*) *composition* [*13b, c*] : 7 $\cup$ 15 $\left(7.5 \pm 1.5, 1050 \text{ Gs}, 1.65 \frac{kA}{m}, 680 \text{ Gs}\right)$, 20 К12 $\left(24 \pm 5, 1500 \text{ Gs}, 1.3 \frac{kA}{m}, 1000 \text{ Gs}\right)$, 80 К1 $\left(80 \pm 16, 4000 \text{ Gs}, 0.43 \right.$ $\left. \frac{kA}{m}, 3000 \text{ Gs}\right)$, 300 М11 $\left(350 \pm 50, 3500 \text{ Gs}, 172 \frac{A}{m}, 2250 \text{ Gs}\right)$, 550 М25 $\left(650 \pm 130, \text{Gs}, 78 \frac{A}{m}, 1800 \text{ Gs}\right)$, М 1100 $\left(1100 \pm 220, 3050 \text{ Gs}, \right.$ $\left. 64 \frac{A}{m}, 1220 \text{ Gs}\right)$, 1100 N22 $\left(1300 \pm 260, 3500 \text{ Gs}, 27 \frac{A}{m}, 1300 \text{ Gs}\right)$, 2000

T7 $\left(2000 \pm 400,\ 2500\ \text{Gs},\ 19\frac{\text{A}}{\text{m}},\ 1000\ \text{Gs}\right)$, 2000 N27 $\left(2000 \pm 400,\ 4000\ \text{Gs},\ 25\ \frac{\text{A}}{\text{m}},\ 1250\ \text{Gs}\right)$, 2000 T26 $\left(2200 \pm 440,\ 3700\ \text{Gs},\ 22\ \frac{\text{A}}{\text{m}},\ 1300\ \text{Gs}\right)$, 2000 N82 $\left(2200 \pm 440,\ 3700\ \text{Gs},\ 20\frac{\text{A}}{\text{m}},\ 1300\ \text{Gs}\right)^{***}$,

2. Correlations of the type $\log p_m = f(\log \mu_{ri})$, deduced from the previously reported data

In order to deduce the parabolic regressions $\log p_m = a_p \log^2 \mu_{ri} + b_p \log \mu_{ri} + c_p$. we have used the least squares method, the coefficients a_p, b_p and c_p being determined as solutions of the linear algebraical system :

$$\frac{\partial}{\partial c_n} \sum_{k=1}^{N} (a_p \log^2 \mu_k + b_p \log \mu_k + c_p - \log p_{mk})^2 = 0 \quad (n = 0,\ 1,\ 2), \quad (1)$$

where $c_0 \equiv c_p$, $c_1 \equiv b_p$, $c_2 \equiv a_p$, and μ_k and p_{mk} are the mean experimental values of the relative initial permeability and of the magnetization parameter p_m, for the material „k" ($k = 1, 2, \ldots N$).

In table 1 are presented the results obtained for the normal parameters a, b, c of the parabolic regressions corresponding to the different uniparametric technological series, as well as the relative mean square errors $\sigma\left(\frac{\Delta p_m}{p_m}\right)$ which appear in the descriptions of the dependencies $p_m = f(\mu_{ri})$ by each of the corresponding correlations.

The analysis of the obtained results (table 1 and fig. 1—3) shows that :

a. the previously reported data can be satisfactorily described by parabolic correlations of the type $\log p_m = f(\log \mu_{ri})$,

b. the curvature of these parabolic correlations, as that of the correlations $\log f_c = f(\log \mu_{ri})$ studied in [12b], is negative,

c. the value μ_p of the relative initial permeability, corresponding to the maximum of the curve $\log p_m = f(\log \mu_{ri})$, for an uniparametric technological series, moves towards greater values of μ_{ri} (of the order of $10 \ldots 10^3$), in respect with the considerably lower values ($\mu_f < 10$), corresponding to the dependencies $\log f_c = f(\log \mu_{ri})$.

** The indicated H_c, B_r and B_m values were determined at $t = 20°C$, and for $H_m = 4\ \frac{\text{kA}}{\text{m}}$,

*** The figures in the parentheses attached to each material type indicate the value at $t = 20°C$ of the relative initial permeability, of the saturation induction B_{si} reached by predominantly irreversible processes, and of the H_c and B_r parameters.

The normal parameters of the correlations $\log p_m = a_p \log^2 \mu_{ri} + b_p \log \mu_{ri} + c_p$ *Tab.* 1

The type of the hysteresis parameter	The type of the uniparametric series	The normal parameters			$\sigma\left(\frac{\Delta p_m}{p_m}\right)$, %
		a_p	b_p	c_p	
B_s	Sintering temperature series (HH)	0	0.156	2.924	7.59
	Usual technology	−0.190	1.018	2.242	19.29
	Perminvar	−0.510	2.076	1.499	9.17
	Special technology (depressurization) (HM)	0	0.020	3.500	6.64
H_c	HH	−0.733	3.175	−1.475	7.25
	Usual technology	−0.156	−0.133	0.498	17.91
	Perminvar	−0.021	−0.804	4.094	11.93
	HM	−0.502	2.681	−2.131	12.81
B_r	HH	−0.210	1.040	1.647	6.29
	Usual technology	−0.277	1.265	1.910	18.88
	Perminvar	−0.583	2 247	1.174	18.77

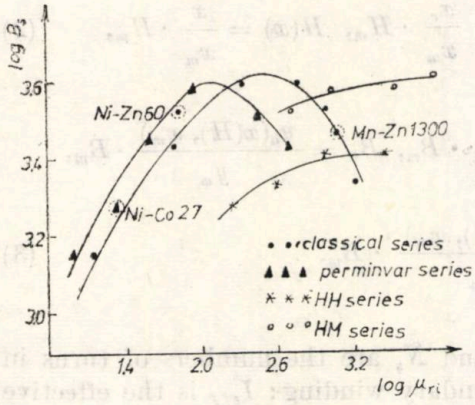


Fig. 1

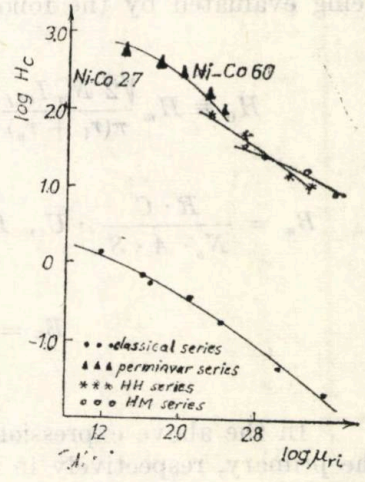


Fig. 2

3. Experimental methods

The basic installation used to measure the hysteresis parameters of some romanian ferrites, is presented in figure 4. It presents some improvements, detailed in the reference [14], in respect with our previous installation [15].

The measurements were made at the frequency $f = 50$ Hz. In the aim that the tension U_c, on the condenser C, represents the magnetic

induction, the time constant $\tau = R \cdot C$ was choosed considerably greater than $\frac{1}{\omega}\left(=\frac{T}{2\pi} \simeq 3 \text{ ms}\right)$. In these circumstances, the group $R - C$ performs a correct integration, the parameters of the hysteresis cycle

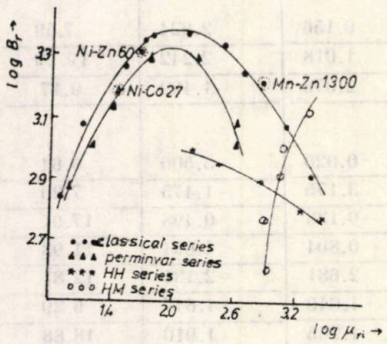


Fig. 3

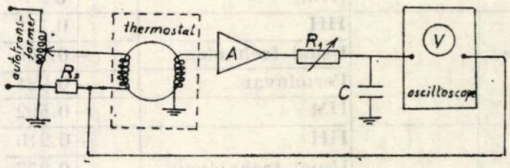


Fig. 4

being evaluated by the following relations :

$$H_0 \equiv H_m \frac{\sqrt{2}\, N_p\, I_{eff}}{\pi(r_i + r_n)}, \quad H_c = \frac{x_c}{x_m} \cdot H_m, \quad H(x) = \frac{x}{x_m} \cdot H_m, \tag{2}$$

$$B_m = \frac{R \cdot C}{N_s \cdot A \cdot S} \cdot U_c, \quad B_r = \frac{y_r}{y_m} \cdot B_m, \quad B_\delta = \frac{y_\delta(x(H), x_m)}{y_m} \cdot B_m,$$

$$B_\rho = \frac{y_\rho(x(H), x_m)}{y_m} \cdot B_m. \tag{3}$$

In the above expressions, N_p and N_s are the numbers of turns in the primary, respectively in the secondary winding; I_{eff} is the effective value of the electric current in the primary winding; r_i, r_e and S are the internal radius, the external one, and the area of the cross-section of the studied toroidal magnetic sample, respectively; A is the amplification coefficient; H_m, H_c, B_m, B_r, B_δ, B_ρ are the amplitude of the applied magnetic field of low frequency (50 Hz), the coercive force, the maximum magnetic induction, the remanent one, respectively the magnetic inductions corresponding — for given values of the instantaneous magnetic field $H(x)$ and of the maximum one H_m — to the demagnetization, respectively to the remagnetization branch of the hysteresis cycle; x_c, x_m, x, y_r, y_m, y_δ and y_ρ are the dimensions measured on the oscilloscope screen, corresponding to the foregoing hysteresis parameters (figure 5).

The maximum magnetic fields, obtained without a considerable heating of the toroidal magnetic sample, are of about 3 $\frac{kA}{m}$ for $r_i = 5 \cdot 10^{-3}$ m, and of about 5 $\frac{kA}{m}$ for $r_i = 10^{-2}$ m.

In figure 6 is presented an other possible variant of the electronic circuit, made with operational amplifiers. The amplification coefficient D_1 of the first stage can be varied in steps, enabling a wide range of input tensions, which makes possible the determination of the hysteresis parameters for a large variety of ferrites. The second stage acts as an integrator, with a time constant $\tau = A_2 R \cdot C$. In this case, the requirement for a correct integration : $D_2 R \cdot C \gg \frac{1}{\omega}$, is much easier to satisfy, because the amplification coefficient of the second stage, A_2, is much greater than unity.

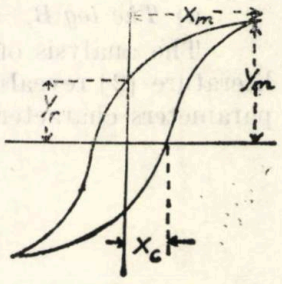


Fig. 5

4. Comparison between the obtained experimental results and the deduced analytical correlations

We have measured the main hysteresis parameters of some romanian ferrites of perminvar type, prepared by the classical methods. The obtained results are indicated in table 2. One founds (table 2 and fig. 1—3) that—

Tab. 2

The values of the main hysteresis parameters of some romanian ferrimagnetic materials (the theoretical values B_{st}, H_{ct}, B_{rt}, were calculated by means of the correlations: $\log p_m = a_m \log^2 \mu_{ri} + b_p \log \mu_{ri} + c_p$, using for the normal parameters the corresponding values, indicated in table 1)

The type of the ferrimagnetic material	The material	μ_{ri}	B_s(Gs)	$\frac{B_s - B_{st}}{B_{st}}$ (%)	$H_c \left(\frac{A}{m}\right)$	$\frac{H_c - H_{ct}}{H_{ct}}$ (%)	B_r(Gs)	$\frac{B_r - B_{rt}}{B_{rt}}$ (%)
Perminvar	Ni-Co 27	27±3	1955	−26.6	609	−30.1	1564	−0.2
	Ni-Co 60	60±1	1937	−47.7	409	+ 3.6	1356	−34.3
Usual technology	Ni-Zn 60	55±5	3700	+35.2	670	+ 8.1	2080	+11.2
	Mn-Zn 1300	1254	2914	−16.0	—	—	1748	−18.5

in the limits of certain errors of the order of 5 ... 30% (due to the measuring errors, and especially to the approximate uniparametric character of the considered technological series) — the obtained experimental re-

sults agree with those deduced from the analytical correlations, deduced on the basis of the previously indicated data.

5. Interpretation of the obtained results

a) *The log $B_s = f(\log \mu_{ri})$ dependencies for uniparametric series*

The analysis of the $M_s = f(\mu_{ri})$ correlations reported so far in the literature [2] reveals the presence in these correlations of some physical parameters characteristic for the domains of spontaneous magnetization,

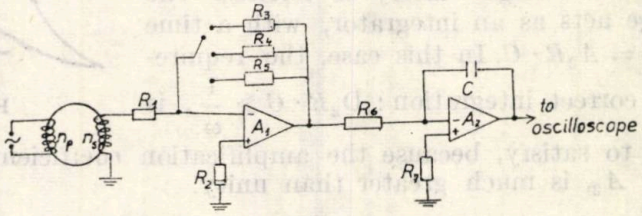


Fig. 6

of the crystal lattice, etc., which — by their interdependence with the initial permeability — shadow the analytical characteristics of the uniparametric $M_t = f(\mu_{ri})$ dependence. The unique correlation reported in literature which — after the study of the uniparametric dependence of the resonance frequency f_0 on the initial permeability [12b] — directly ties M_s and μ_{ri} is the Snoek relation [3]:

$$f_0(\mu_{ri} - 1) = \frac{4\varkappa_i}{3} \gamma\mu_0 M_s \tag{4}$$

Taking into account the fact that the dependence $f_0 = F(\mu_{ri})$ is given [12b], for uniparametric series, by:

$$\log f_0 = a_{f0} \log^2 \mu_{ji} + b_{f0} \log \mu_{ri} + c_{f0}, \tag{5}$$

it results that, in the limits of the approximation $\log (\mu_{ri} - 1) \simeq \log \mu_{ri}$:

$$\log M_s = a_{f0} \log^2 \mu_{ri} + (b_{f0} + 1) \log \mu_{ri} + \left(c_{f0} + \log \frac{3}{4\gamma\mu_0 \varkappa_i} \right), \tag{6}$$

therefore, for $M_s \gg H_s$:

$$\log B_s = a_{f0} \log^2 \mu_{ri} + (b_{f0} + 1) \log \mu_{ri} + \left(c_{f0} + \log \frac{4\gamma}{3} \right). \tag{7}$$

One founds that — in the limits of the specified approximations and of the validity of the conclusions of work [12b] — the Snoek correlation implies :

— a parabolic dependence $\log B_s = f(\log \mu_{ri})$ for uniparametric technological series,

— the identity of the normal parameters „a" of the $\log B_s = f(\log \mu_{ri})$ and $\log f_0 = F(\log \mu_{ri})$ correlations : $a_{Bs} = a_{f0}$, (8)

— the relationships

$$b_{Bs} = b_{f0} + 1, \; c_{Bs} \simeq c_{f0} - 1.069, \tag{9}$$

(where, for univocity, the parameters „c" were defined for numerical values in Mc/s for f_0, respectively in Gs for B_s),

$$\log \mu_{Bs} = -\frac{b_{Bs}}{2a_{Bs}} = -\frac{b_{f0}+1}{2a_f} = \log \mu_{f0} - \frac{1}{2a_{f0}}, \tag{10}$$

where μ_{Bs} and μ_{f0} are the values of the permeability for which the plots $B_s = f(\mu_{ri})$ and $f_0 = F(\mu_{ri})$ attain their corresponding maxima.

Tab. 3

Comparison between the values of the normal parameters of the parabolic correlations $\log B_s = f(\log \mu_{ri})$ and $\log f_0 = F(\log \mu_{ri})$

The type of the uniparametric series	The present work			The work (12b]		
	a_{Bs}	b_{Bs}	c_{Bs}	a_{f0}	$b_f + 1$	$c_{f0} - 1.069$
Usual technology	−0.19	1.018	2 242	−0.28	0.94	1.211
Perminvar	−0.511	2.076	1.499	−0.29	0.99	1.691

Thus, we infer that all the results presented in the paragraphs 2 and 4, concerning the dependence $\log B_s = f(\log \mu_{ri})$ for uniparametric technological series, can be qualitatively explained using the conclusions of the work [12b] and the Snoek relation. Despite of the experimental errors and of the errors introduced by taking f_{max} or f_{cr} instead of f_0, respectively the different indicated approximations instead of the actual value of B_s (see the previous discussion), for some uniparametric series, especially for those describing the high frequency materials (for which the motion of spin rotation is predominant, the Snoek relation (4) being thus better satisfied) a certain quantitative correspondance between the values of the normal parameters $c_{n,f0}$ and $c_{n,Bs}$ is also observed (table 3).

b) *The $\log H_c = f(\log \mu_{ri})$ dependences for uniparametric series*

The analysis of the theoretical models allowing the estimation of the coercive force points out the complexity of the relationships between this parameter and those of the Bloch walls, or of the crystal latice, and also the interdependence of these parameters with the initial permeability. For this reason, none of the theoretical relations reported in literature point out not strikingly the type of the analytical dependence $H_c = f(\mu_{ri})$ for uniparametric technological series.

The analysis of our experimental results, and the study of the other reported results, permit to think that — however — some of the existing theoretical relations give acceptable descriptions of this dependence; for example, admitting that excepting the saturation magnetization M_s, the other factors involved in the expressions:

$$H_c = \frac{N \cdot M_s}{4} \cdot v^{2/3} \tag{11}$$

(obtained by means of the inclusions model [5a], [5b]),

$$H_c = \pi \sqrt{2\pi} \cdot \frac{M_s}{L} \cdot v^{1/1} \left(\ln \frac{2d}{L} \right)^{1/2} \sqrt{P}, \tag{12}$$

(taking into account the influence of the saturation magnetization variation [5c]),

$$H_c \cong M_s < (\cos \theta_1 - \cos \theta_2)^2 > \cdot \begin{cases} P \\ \pi \\ \hline 6 \end{cases} \tag{13}$$

(obtained by the theory of lamellar precipitates, respectively in the variant of the „particle limit" [7]),

present only a negligible dependence on the initial permeability, it is possible to explain — by the above quoted relations — both the parabolicity of the correlation $\log H_c = f(\log \mu_{ri})$ and the negative sign of the curvature of the respective plots.

In order to explain also the displacement of the maxima of the $H_c = f(\mu_{ri})$ plots towards the values $\mu_{ri} < 10$, it is necessary to admit that, in fact, this dependence is of the form $H_c \sim \frac{M}{\mu_{ri}^{\alpha}}$, where α is a real number of the order of unity.

c) *The $\log B_r = f(\log \mu_{ri})$ dependences for uniparametric series*

The analysis of the obtained results points out a good agreement the normal parameters a and b corresponding to the high frequency uniparametric series (the „usual technology" series, and the perminvar one), respectively the considerable differences existing between these parameters in the case of the low frequency series (table 4).

Tab. 4

Comparison between the values of the normal parameters of the parabolic correlation the parabolic correlations $\log B_s^{\lambda} = f(\log \mu_{ri})$ and $\log B_r = f(\log \mu_{ri})$

The type of the uniparametric series	a_{Bs}	a_{Br}	b_{Bs}	b_{Br}
Usual technology	−0.190	−0.277	1.018	1.265
Perminvar	−0.511	−0.528	2.076	2.247
Sintering temperature (HH)	0	0.156	−0.210	1.049
Special technology (depressurization ; HM)	0	−1.004	0.020	3 >

It results that, for the high frequency series, the rectangularity coeficient $k = \frac{B_r}{B_s}$ is practically independent in respect with the permeability, what makes that the $B_r = f(\mu_{ri})$ dependence should be in practice of the same types as the dependence $B_s = f(\mu_{ri})$.

On the contrary, one founds that — for the low frequency uniparametric series — the rectangularity coefficient considerably depends upon the permeability, the type of the $k = f(\mu_{ri})$ dependence being determined by the technology specific to each series.

Conclusions

The study of our experimental results and of the data reported in iterature, leads to the following main conclusion s :

1. for the uniparametric series of ferrimagnetic materials, the sequences of $\log B_s$, $\log H_c$ and $\log B_r$ values can be described, with good accuracy, by parabolic correlations in respect with the corresponding $\log \mu_{ri}$ values ; the resulted plots present usually negative curvatures,

2. the parabolic dependence $\log f_0 = F(\log \mu_{ri})$ and, consequently the Naito theoretical model of the dispersion of the ferrimagnetic materials [16] receive, by the above indicated results, a supplementary confirmation,

3. the validity of the Snoek relation (4) was also confirmed, and the possibilities of certain theoretical models (especially of the inclusions model, of the strains theory and of the lamellar precipitates model) concerning the correct interpretation of the $\log p_m = f(\log \mu_{ri})$ correlations, for uniparametric technological series, were pointed out.

REFERENCES

1. a) *S. Krupicka*, Fizika ferritov i rodstvennih im magnitnih okislov", Izd. Mir, Moscow, 1976 ; b) *L. Neel*, Ann. de phys., 3, 137 (1948) ; C.R. Acad. Sci. Paris, 230, 190 375 (1950) ; c) *R. Pauthenet*, C.R. Acad. Sci. Paris, 230, 1842 (1950) ; Ann. de phys., 7, 710 (1952) ; J. phys. rad., 12, 249 (1951).

2. a) *M. Kersten*, Zs. angew. Phys., 8, 313, 382 (1956); b) *J. Smit, H.P. Wijn* „Ferrites" Philips Technical Library, Eindhoven, 1959, p. 73, 271; c) *S. Kainuma*, Japan J. Appl. Phys., 14, 1823 (1975).
3. *J.L. Snoek*, Physica, 14, 207 (1948).
4. a) *M. Kersten* „Grundlagen einer Theorie der ferromagnetischen Hysterese und der Koerzitivkraft", Hirzel, Leipzig, 1946; b) *M. Kersten*, Zeitschr. f. Angew. Phys., 8 496 (1956); c) *W.D. Nix, R.A. Huggins*, Phys. Rev., 135, 401 (1964).
5. a) *E.I. Kondorski*, Jurn. Eksp. Teor. Fiz., 10, 420 (1940); Dokl. Akad. Nauk-SSSR, 30, 598 (1941); 63, 507 (1948); 68, 37 (1949); b) *S.D. Vonsovski* „Magnetizm", Izd. Nauka, Moscow, 1971, p. 848; c) *F. Vicena*, Czech. Journ. Phys., 4, 419 (1954); 5, 480 (1955).
6. *L. Neel*, Cah. Phys., 25, 1, 21 (1944); Ann. Univ. Grenoble, Sect. Sci. Math. et Phys., 22, 299 (1946); J. phys. rad., 12, 437 (1951); Physica, 15, 225 (1949).
7. *J.B. Goodenough*, Phys. Rev., 95, 917 (1954).
8. a) *H.P.J. Wijn, E.W. Gorter, C.J. Esveldt, P. Geldermans*, Rev. Techn. Philips, 5, 137 (1954); *J. Smit, H.P. Wijn* „Ferrites", Einhoven, 1959, p. 301; b) *S. Taniguchi*, Sci. Rep. RITU, A8, 173 (1956); c) *M. Kornetzki* ETZ—A, 80, 124 (1959); c) *J.B. Goodenough*, Proc. Inst. Electr. Eng., 104, 400 (1957); d) *M. Kornetzki, E. Moser, E. Ross*, Z. Angew. Phys., 1, 31 (1961); *E. Ross*, Z. Angew. Phys., 8, 495 (1962); e) *S. Krupicka*, q.t., p. 332, 358, 398.
9. *A.B. Liasko, L.I. Ostrovskaia, E.P. Matafanova* „Magnitnîe elementî avtomatiki, telemehaniki, izmeritelinoi i vîscislitelinoi tehniki", Naukova Dumka, Kiev, 1964.
10. a) *N.S. Akulov, O.S. Galkina, I.V. Ivanovski*, Dokl. Akad. Nauk-SSSR, 38, 833 (1949); b) *A. Globus*, C.R. Acad. Sci. (France), 255, 1193, 1709 (1962); Thèse, Paris, 1963; *A. Globus, P. Dup$_5$ex, M. Guyot*, IEEE Trans. Magnetics, 7, 617 (1971); *A. Globus, M. Guyot*, Phys. Stat. Sol., b, 52, 427 (1972).
11. *L. Neel*, J. Phys., 32, 3 (1971).
12. a) *D. Iordache, L. Daniello, M. Stan, I. Belciu*, Bul. Inst. Politehn. Buc., Electr. S., 39 (2), 33 (1977); b) *L. Daniello, D. Iordache, A. Lupaşcu*, Bul. Inst. Politehn. Buc. Electr. S., 40(3), 19 (1978).
13. a) *N.N. Scholtz, K.A. Piskarev* „Ferriti dlia radiotchastot", Izd. Energia, Moscow, 1966; b) „Siferit — und Sirufer — Material", Siemens & Halske, Ausgabe 1965; ibid., Ausgabe 1975/76; c) „Soft Magnetic Ferrite Products", Elektroimpex, Budapest, 1965.
14. *A. Lupaşcu, L. Daniello, D. Iordache*, St. Cerc. Fiz., 1979 (to be published).
15. *D. Iordache*, Bul. Inst. Politehn. Buc., 29(2), 25 (1967).
16. *Y. Naito*, Trans. IECE, 56C, 118 (1973); 58C, 421 (1975); 59C, 297 (1976).

Modele teoretice ale magnetizării ferimagnetice în raport cu corelaţiile $\log p_m = f(\log \mu_{ri})$ pentru serii tehnologice uniparametrice

Lucrarea de faţă studiază dependenţele inducţiei la saturaţie, cîmpului magnetic coericitiv şi inducţiei remanente de permeabilitatea iniţială, pentru serii uniparametrice de materiale ferimagnetice. Constatările rezultate au putut fi interpretate pe baza modelului Naito al dispersiei materialelor ferimagnetice, a relaţiei Snoek, a corelaţiilor magnetodispersive, şi a unor modele teoretice ale procesului de magnetizare (modelul incluziunilor, modelul precipitatelor lamelare ş.a.).

BULETINUL INSTITUTULUI POLITEHNIC „GHEORGHE GHEORGHIU-DEJ"
BUCUREȘTI
SERIA ELECTROTEHNICĂ
Tomul XLI — 1979, Numărul 3

C.Z.: 535.37:537.85

ON DETERMINATION OF EFFICIENT CROSS-SECTIONS OF COLLISIONS BETWEEN EXCITED CADMIUM ATOMS AND MOLECULES

ȘTEFAN TUDORACHE*

A method for determining each value σ_{ij} of the mixing and quenching cross-sections of the 5^3D_J state of Cd atoms by collisions with molecules in the ground state is proposed. The cross-sections will depend on the intensity ratios of the fluorescence radiations, experimental parameters and atomic constants For this purpose, it is necessary to use optical stepwise excitation of the levels to be analysed.

Introduction

There is a considerable interest in the transfer of excitation energy between energetic levels higher than the resonance levels. PIMBERT [1] and SIARA, HRYCYSHYN and KRAUSE [2] have determined the mixing and quenching cross-sections of alkali atoms by collisions with molecules. LANIEPCE and CREMER [3] have measured these cross-sections for a mixture of Cd atoms and molecules.

The latter authors have determined only average mixing and quenching cross-sections for the levels of the (5s, 5d) configurations, which corresponding to collisions between the excited Cd atoms and molecules.

For a better understanding of the phenomena which occur in collisions, it is necessary to know each value of the cross-sections corresponding to different processes. In this paper, we deal with the determination of each expressions for collisions between excited Cd atoms and ground state molecules.

1, Qualitative Discussion

The energetic levels of Cd atoms and the radiative optical transitions between the 5^3D_J and 5^3P_J levels are shown in Fig. 1. Other optical transitions from the 5^3D_J levels are not allowed.

The processes which occur when the mixture of Cd atoms and molecules is continuously and simultaneously irradiated by light of wave-

Manuscript received 28 February 1979
* Associate Professor Ph.D. Physics Dep.

lenghts 3261 Å and 3467.7 Å are shown schematically in Fig. 2. The level X, indicated by a dotted line, represents all of the levels (5^1D_2; $6^3P_{0,1,2}$; 6^3S_1; 6^1S_0; 5^1P_1) which are energetically situated between levels of the ($5s$, $5d$) and the ($5s$, $5p$) configuration.

Only nonradiative transitions (quenching transitions), caused by collisions, occur from the $5^3D_{1,2,3}$ levels to the X levels.

The 5^3D_1 level of Cd can be populated by continuous and simultaneous illumination of the mixture of Cd atoms and molecules with radiation of 3261 Å and 3467.7 Å. These processes may be represented by the following relations:

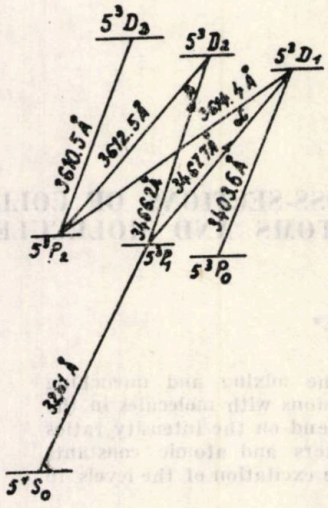


Fig. 1

$$\mathrm{Cd}(5^1S_0) + h\nu_{01} \xrightarrow{a} \mathrm{Cd}(5^3P_1) \qquad (1)$$

$$\mathrm{Cd}(5^3P_1) + h\nu_{11} \xrightarrow{\alpha} \mathrm{Cd}(5^3D_1) \qquad (2)$$

where a represents the number of the Cd atoms/cm³ excited per second from the 5^1S_0 to the 5^3P_1 state and α is the number of Cd atoms/cm³ excited per second from the 5^3P_1 to the 5^3D_1 state; ν_{01} and ν_{11} represent the frequencies of optical transitions between these states.

By collisional processes involving the Cd atoms in the 5^3D_1 state and molecules, a distribution of populations of the Cd atoms among the levels of the ($5s$, $5d$) configuration can be realised.

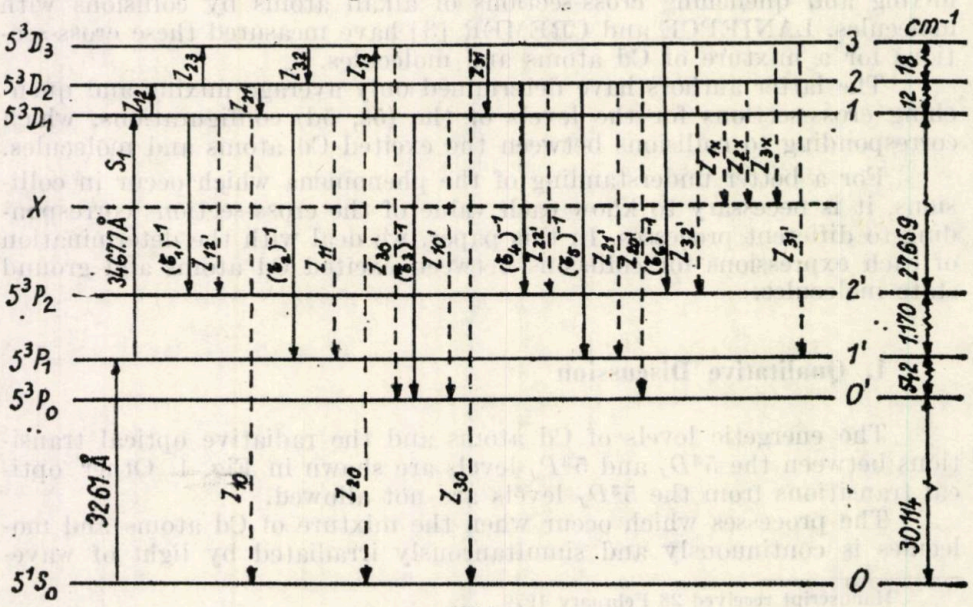


Fig. 2

This process is represented by the equation

$$Cd(5^3D_i) + M \xrightarrow{Z_{ij}} Cd(5^3D_j) + M^*, \tag{3}$$

where $i \neq j$ with $i, j = 1, 2, 3$ and M, M^* represent a molecule in the ground state and in the excited state, respectively. Here Z_{ij} denotes the number of collisions per excited Cd atoms per second (the frequencies of collision per excited Cd atom) which give rise to radiationless energy transfer between the 5^3D_J levels (mixing.process).

As a result of this process, the molecules modify their amount of translational, vibrational and rotational energy.

In addition to the mixing of levels of the ($5s$, $5d$) configuration, quenching processes can also occur. The quenching processes in which the atom loses the excitation energy and returns nonradiatively to the X, 5^3P or to the ground state, may be represented by the equations

$$Cd(5^3D_i) + M \xrightarrow{Z_{ix}} Cd(X) + M^*, \tag{4}$$

$$Cd(5^3D_i) + M \xrightarrow{Z_{ik}} Cd(5^3P_k) + M^*, \tag{5}$$

$$Cd(5^3D_i) + M \xrightarrow{Z_{io}} Cd(5^1S_0) + M^* \tag{6}$$

In these equations, $i = 1, 2, 3$; $k = 0, 1, 2$; Z_{ik} and Z_{io} represen the number of collisions per second for an excited Cd atom in one of the 5^3D_i levels, which lead to nonradiative transition to the X, the 5^3P_k and the ground state, respectively.

The process of radiative transitions may be represented by the equations

$$Cd(5^3D_i) \xrightarrow{(\tau_{ij})^{-1}} Cd(5^3P_j) + h\nu_{ij} \tag{7}$$

with $i = 1, 2, 3$; $j = 0, 1, 2$; $h\nu_{ij}$ and $(\tau_{ij})^{-1}$ represent respectively, the energy of emitted quanta and the probability of emission for the $5^3D_i \rightarrow$ $\rightarrow 5^3P_j$ transitions (Fig. 1).

2. Theoretical considerations

By exciting the mixture of Cd atoms and molecules simultaneously with 3261 Å and 3467.7 Å radiation, we reach a forced equilibrium for each level of the ($5s$, $5d$) configuration of Cd atoms. In this case, the number of direct processes is equal to the number of inverse processes. Dynamic forced equilibrium implies a steady optical excitation, spontaneos transitions and collision processes.

At dynamic equilibrium, we may write that the variation in time of the population of atomic levels is zero.

The steady state is described by following equations:

$$dN_1/dt = s_1 + N_2Z_{21} + N_3Z_{31} - N_1[Z_{12} + Z_{13} + Z_{1x} + Z_{12'} + Z_{11'} +$$
$$+ Z_{10'} + Z_{10} + (\tau_1)^{-1} + (\tau_2)^{-1} + (\tau_3)^{-1}] = 0, \tag{8}$$

$$dN_2/dt = N_1Z_{12} + N_3Z_{32} - N_2\,[Z_{21} + Z_{23} + Z_{2x} + Z_{22'} + Z_{21'} + Z_{20'} + Z_{20} + (\tau_4)^{-1} + (\tau_5)^{-1}] = 0, \quad (9)$$

$$dN_3/dt = N_2Z_{23} + N_1Z_{13} - N_3\,[Z_{32} + Z_{31} + Z_{3x} + Z_{32'} + Z_{31'} + Z_{30'} + Z_{30} + (\tau_6)^{-1}] = 0, \quad (10)$$

where s_1 is the density of Cd atoms excited optically per second to the 5^3D_1 state; N_1, N_2 and N_3 represent the densities of Cd atoms in the 5^3D_1, 5^3D_2 and 5^3D_3 states, respectively.

Similarly, simultaneous excitation of the mixture with 3261 Å and 3466.2 Å radiation from Cd atoms, and taking into account all occuring processes, we get

$$dN_2/dt = s_2 + N_1Z_{12} + N_3Z_{32} - N_2[Z_{21} + Z_{23} + Z_{2x} + Z_{22'} + Z_{21'} + Z_{20'} + Z_{20} + (\tau_4)^{-1} + (\tau_5)^{-1}] = 0, \quad (11)$$

$$dN_1/dt = N_2Z_{21} + N_3Z_{31} - N_1\,[Z_{12} + Z_{13} + Z_{1x} + Z_{12'} + Z_{11'} + Z_{10'} + Z_{10} + (\tau_1)^{-1} + (\tau_2)^{-1} + (\tau_3)^{-1}] = 0. \quad (12)$$

Because it is not possible to distinguish between proper quenching to the ground state and collisional transfer of excitation to the 5^1D_2, $6^3P_{0,1,2}$ 6^1S_0, 5^1P_1, and $5^3P_{0,1,2}$ states, we make the following substitutions:

$$\begin{aligned} Z_{1Q} &= Z_{1x} + Z_{12'} + Z_{11'} + Z_{10'} + Z_{10}, \\ Z_{2Q} &= Z_{2x} + Z_{22'} + Z_{21'} + Z_{20'} + Z_{20}, \\ Z_{3Q} &= Z_{3x} + Z_{32'} + Z_{31'} + Z_{30'} + Z_{30}, \end{aligned} \quad (13)$$

where Z_{1Q}, Z_{2Q} and Z_{3Q} are the effective quenching collision numbers.

Radiative transitions may be written in the following way:

$$\begin{aligned} (\tau_1)^{-1} + (\tau_2)^{-1} + (\tau_3)^{-1} &= \Sigma A_1, \\ (\tau_4)^{-1} + (\tau_5)^{-1} &= \Sigma A_2, \\ (\tau_6)^{-1} &= \Sigma A_3 \end{aligned} \quad (14)$$

where ΣA_1, ΣA_2, ΣA_3 represent Einstein coeficiens for the radiative transitions from the 5^3D_1, 5^3D_2 and 5^3D_3 levels.

From the substitutions (13) and (14) and from equations (9), (10) and (12), we obtain

$$Z_{12} + Z_{32}\left(\frac{N_3}{N_1}\right)_\alpha - \left(\frac{N_2}{N_1}\right)_\alpha [Z_{21} + Z_{23} + Z_{2Q} + \Sigma A_2] = 0, \quad (15)$$

$$Z_{23}\left(\frac{N_2}{N_1}\right)_\alpha + Z_{13} - \left(\frac{N_3}{N_1}\right)_\alpha [Z_{31} + Z_{32} + Z_{3Q} + \Sigma A_3] = 0, \quad (16)$$

$$Z_{21} + Z_{31}\left(\frac{N_3}{N_2}\right)_\beta - \left(\frac{N_1}{N_2}\right)_\beta [Z_{12} + Z_{13} + Z_{1Q} + \Sigma A_1] = 0, \quad (17)$$

where $\left(\frac{N_2}{N_1}\right)_\alpha$, $\left(\frac{N_3}{N_1}\right)_\alpha$, $\left(\frac{N_1}{N_2}\right)_\beta$ and $\left(\frac{N_3}{N_2}\right)_\beta$ represent the ratios of populations of the levels at dynamic equilibrium. The indeces α and β indicate simultaneous excitation by radiation at 3261 Å and -3467.7 Å and by radiation of 3261 Å and 3466.2 Å, respectively (see Fig. 1).

In the preceding equation, it is necesary to use the intensities of the fluorescence radiation, instead of the ratios of populations.

Since the intensities of the fluorescence radiation between levels i and j are

$$I_{ij} = N_i A_i h\nu_{ij} \tag{18}$$

we get

$$I_1 = I(3403.6\ \text{Å}) = N_1(\tau_3)^{-1}\frac{hc}{\lambda_3},$$

$$I_2 = I(3466.2\ \text{Å}) = N_2(\tau_5)^{-1}\frac{hc}{\lambda_5}, \tag{19}$$

$$I_3 = I(3610.5\ \text{Å}) = N_3(\tau_6)^{-1}\frac{hc}{\lambda_6},$$

It follows from equation (19) that

$$\left(\frac{N_2}{N_1}\right)_\alpha = \eta_{21}^\alpha \frac{\xi_5}{\xi_3}, \quad \left(\frac{N_3}{N_1}\right)_\alpha = \eta_{31}^\alpha \frac{\xi_6}{\xi_3}; \tag{20}$$

$$\left(\frac{N_1}{N_2}\right)_\beta = \eta_{12}^\beta \frac{\xi_3}{\xi_5}, \quad \left(\frac{N_3}{N_2}\right)_\beta = \eta_{32}^\beta \frac{\xi_6}{\xi_5}. \tag{21}$$

Here we have denoted the ratios of the intensities of fluorescence radiation by

$$\left(\frac{I_2}{I_1}\right)_\alpha = \eta_{21}^\alpha, \quad \left(\frac{I_3}{I_1}\right)_\alpha = \eta_{31}^\alpha; \tag{22}$$

$$\left(\frac{I_1}{I_2}\right)_\beta = \eta_{12}^\beta, \quad \left(\frac{I_3}{I_2}\right)_\beta = \eta_{32}^\beta, \quad \xi_i = \tau_i\lambda_i. \tag{23}$$

The indice α and β have the same meaning as in equations (15)—(17).

From the principle of detailed balance (see for example [4]) we obtain the following relation:

$$Z_{jj'} = \frac{2j'+1}{2j+1}\left[\exp\left(-\frac{E_{j'}-E_j}{kT}\right)\right]Z_{j'j}. \tag{24}$$

For our levels, we have

$$Z_{12} = \frac{g_2}{g_1}\left[\exp\left(-\frac{E_2 - E_1}{kT}\right)\right] Z_{21},$$

$$Z_{13} = \frac{g_3}{g_1}\left[\exp\left(-\frac{E_3 - E_1}{kT}\right)\right] Z_{31}, \tag{25}$$

$$Z_{23} = \frac{g_3}{g_2}\left[\exp\left(-\frac{E_3 - E_2}{kT}\right)\right] Z_{32},$$

where g_1, g_2 and g_3 represent statistical weight of the 5^3D_1, 5^3D_2 and 5^3D_3 levels, and E_1, E_2 E_3 are the values of the excitation energies for these levels, respectively.

From equations (15)—(17), (20), (21) and (35) results

$$Z_{12}\left[1 - \eta_{21}^{\alpha}\frac{\xi_5}{\xi_3}\frac{g_1}{g_2}\exp\left(\frac{E_2 - E_1}{kT}\right)\right] + Z_{23}\left[\eta_{31}^{\alpha}\frac{\xi_6}{\xi_3}\frac{g_2}{g_3}\exp\left(\frac{E_3 - E_2}{kT}\right) - \right.$$

$$\left. - \eta_{21}^{\alpha}\frac{\xi_5}{\xi_3}\right] = \eta_{21}^{\alpha}\frac{\xi_5}{\xi_3}\left[Z_{2Q} + \Sigma A_2\right], \tag{26}$$

$$Z_{13}\left[1 - \eta_{31}^{\alpha}\frac{\xi_6}{\xi_3}\frac{g_1}{g_3}\exp\left(\frac{E_3 - E_1}{kT}\right)\right] + Z_{23}\left[\eta_{21}^{\alpha}\frac{\xi_5}{\xi_3} - \right.$$

$$\left. - \eta_{31}^{\alpha}\frac{\xi_6}{\xi_3}\frac{g_2}{g_3}\exp\left(\frac{E_3 - E_2}{kT}\right)\right] = \eta_{31}^{\alpha}\frac{\xi_6}{\xi_3}\left[Z_{3Q} + \Sigma A_3\right], \tag{27}$$

$$Z_{12}\left[\frac{g_1}{g_2}\exp\left(\frac{E_2 - E_1}{kT}\right) - \eta_{12}^{\alpha}\frac{\xi_3}{\xi_5}\right] + Z_{13}\left[\eta_{32}^{\beta}\frac{\xi_6}{\xi_5}\frac{g_1}{g_3}\exp\left(\frac{E_3 - E_1}{kT}\right) - \right.$$

$$\left. - \eta_{12}^{\beta}\frac{\xi_3}{\xi_5} = \eta_{12}^{\beta}\frac{\xi_3}{\xi_5}\left[Z_{1Q} + \Sigma A_1\right]\right. . \tag{28}$$

The system of the equations (26)—(28) may be written in the following form :

$$Z_{12} = A_{12} + B_{12}Z_{1Q} + C_{12}Z_{2Q} + D_{12}Z_{3Q}, \tag{29}$$

$$Z_{13} = A_{13} + B_{13}Z_{1Q} + C_{13}Z_{2Q} + D_{13}Z_{3Q}, \tag{30}$$

$$Z_{23} = A_{23} + B_{23}Z_{1Q} + C_{23}Z_{2Q} + D_{23}Z_{3Q}, \tag{31}$$

where the quantities A_{12}, B_{12}, ..., D_{23} are constants at any given buffer gas pressure and

$$\begin{cases} A_{12} = r(d_1 b_2 b_3 + b_1 a_2 d_3 - b_1 d_2 b_3), \\ B_{12} = r\, b_1 a_2 c_3,\ C_{12} = r\, c_1 b_2 b_3,\ D_{12} = -\, r b_1 c_2 b_3\,; \end{cases} \tag{32}$$

$$\begin{cases} A_{23} = r(a_1 d_2 b_3 + d_1 a_2 a_3 - a_1 a_2 d_3), \\ B_{23} = -\, r a_1 a_2 c_3,\ C_{23} = r\, c_1 a_2 a_3,\ D_{23} = r\, a_1 c_2 b_3\,; \end{cases} \tag{33}$$

$$\begin{cases} A_{13} = r(a_1 b_2 d_3 + b_1 a_3 d_2 - a_3 b_2 d_1), \\ B_{13} = r\, a_1 b_2 c_3,\ C_{13} = -r\, c_1 b_2 a_3,\ D_{13} = r\, b_1 c_2 a_3\,; \end{cases} \tag{34}$$

Here

$$r = [a_1 b_2 b_3 + b_1 a_2 a_3]^{-1} \tag{35}$$

and

$$\begin{cases} a_1 = 1 - \eta_{21}^{\alpha} \dfrac{\xi_5}{\xi_3} \dfrac{g_1}{g_2} \exp\left(\dfrac{E_2 - E_1}{kT}\right), \\ b_1 = \eta_{31}^{\alpha} \dfrac{\xi_6}{\xi_3} \dfrac{g_2}{g_3} \exp\left(\dfrac{E_3 - E_2}{kT}\right) - \eta_{21}^{\alpha} \dfrac{\xi_5}{\xi_3}, \\ c_1 = \eta_{21}^{\alpha} \dfrac{\xi_5}{\xi_3},\ d_1 = \eta_{21}^{\alpha} \dfrac{\xi_5}{\xi_3} \sum A_2\,; \end{cases} \tag{36}$$

$$\begin{cases} a_2 = 1 - \eta_{21}^{\alpha} \dfrac{\xi_6}{\xi_3} \dfrac{g_1}{g_3} \exp\left(\dfrac{E_3 - E_1}{kT}\right), \\ b_2 = \eta_{21}^{\alpha} \dfrac{\xi_5}{\xi_3} - \eta_{31}^{\alpha} \dfrac{\xi_6}{\xi_3} \dfrac{g_2}{g_3} \exp\left(\dfrac{E_3 - E_2}{kT}\right), \\ c_2 = \eta_{31}^{\alpha} \dfrac{\xi_6}{\xi_3},\ d_2 = \eta_{31}^{\alpha} \dfrac{\xi_6}{\xi_3} \sum A_3\,; \end{cases} \tag{37}$$

$$\begin{cases} a_3 = \dfrac{g_1}{g_2} \exp\left(\dfrac{E_2 - E_1}{kT}\right) - \eta_{12}^{\beta} \dfrac{\xi_3}{\xi_5}, \\ b_3 = \eta_{32}^{\beta} \dfrac{\xi_6}{\xi_5} \dfrac{g_1}{g_3} \exp\left(\dfrac{E_3 - E_1}{kT}\right) - \eta_{12}^{\beta} \dfrac{\xi_3}{\xi_5}, \\ c_3 = \eta_{12}^{\beta} \dfrac{\xi_3}{\xi_5},\ d_3 = \eta_{12}^{\beta} \dfrac{\xi_3}{\xi_5} \sum A_1. \end{cases} \tag{38}$$

When an atom in state i is transfered by collisions to state j, the frequencies of collisions Z_{ij} are related to the transfer cross-sections Q_{ij} by a relation of the form

$$Z_{ij} = N Q_{ij} \bar{v}_r$$

where N represents the density of buffer gas (molecules) in the ground state and $\bar{v}_r$ is the relative mean velosity of the two colliding partners. From the kinetic theory of gases, $\bar{v}_r$ is determined by the relation

$$\bar{v}_r = \sqrt{\frac{8RT}{\pi}\left(\frac{1}{M_1} + \frac{1}{M_2}\right)} \tag{40}$$

with M_1 and M_2 being the atomic masses of the interacting particles, T is the absolute temperature of the cell that contains the mixture, R is the ideal gas constant.

Following MITCHELL and ZEMANSKY [5], we may write the frequencies of the collisions as a function of the buffer gas pressure as follows :

$$Z_{ij} = 1.95 \times 10^{19}\, p\, Q_{ij} \sqrt{\frac{2\pi R}{T}\left(\frac{1}{M_1} + \frac{1}{M_2}\right)} \tag{41}$$

Equation (41) show that, at constant temperature, the collision number Z_{ij} vary linearly with the buffer gas pressure.

At low pressure, all quenching effects are negligible and, in this case, we obtain from equations (29)—(31)

$$Z_{12} = A_{12},\ Z_{13} = A_{13},\ Z_{23} = A_{23}$$

The collision numbers Z_{12}, Z_{13} and Z_{23} are known from relations (32)—(34) and (42). From the relations (39) or (41), the Q_{12}, Q_{13} and Q_{23} mixing cross-sections may be calculated.

McGILLIS and KRAUSE [6] have found — in the particular case of collisions between alkali atoms and molecules — that, when the quenching cross-sections are comparable with the mixing cross-sections, plots of A_{12}, A_{13}, ... against pressure vary linearly with the buffer gas pressure as long as the pressure is low. At higher pressure, the deviations from linearity of A_{12}, A_{13}, ... are due to quenching collision and the differences

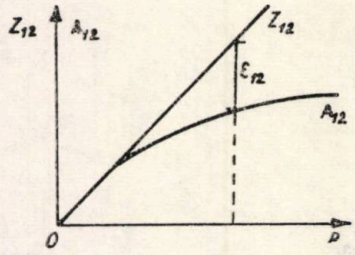


Fig. 3

$$Z_{12} - A_{12} = \varepsilon_{12},\ Z_{13} - A_{13} = \varepsilon_{13},$$
$$Z_{23} - A_{23} = \varepsilon_{23} \tag{43}$$

may be experimentally measured (Fig. 3).

From relation (43) and equations (29)—(31), the number of collisions Z_{1Q} and Z_{2Q} and Z_{3Q} can be calculated. The quenching cross-sections result from relation (39).

It is supposed that the trapping of fluorescence radiations is negligible. The experimental and theoretical probabilities of spontaneous transitions, of pure Russel-Saunders coupling for the $5\,^3D_J$ levels of Cd atoms, are known [7].

The mixing and quenching cross-sections due to collisions between Cd atoms are neglected, but they can be taken into account. For this purpose, suplementary experimental measurements are necessary.

A general model for determining the mixing and quenching cross-sections for atomic collision processes, taking into account a great number of levels is also made [8].

To increase the precision of measurements, laser radiation can be used to populate the $5\,^3D_1$ and $5\,^3D_2$ levels of Cd atoms.

Conclusions

We note that the different mixing and quenching cross-sections, which correspond to collisions between excited Cd atoms and molecules, may be determined. For this purpose, it is necessary to measure the relative intensity ratios of the flurescence radiation from the $5\,^3D_J$ levels of Cd atoms. Furthermore, atomic constants and experimental parameters must be known.

REFERENCES

1. *M. Pimbert* — Journ. Phys. **33**, 331, 1972
2. *I. Siara, E. Hrycyshyn, L. Krause* — Canad. J. Phys. **50**, 1826, 1972
3. *B Laniepce, G. Cremer* — Journ. Phys. **33**, 853, 1972
4. *L.Krause* — Appl. Optics **5**, 1375, 1966
5. *A.. Mitchell, M. Zemansky* — Resonance Radiation and Excited Atoms, Cambridge, University Press, 1961
6. *D. McGitllis, L. Krause* — Phys. Rev. **153**, 44, 1967
7. *B. Laniepce*— Journ. Phys. **31**, 439, 1970
8. *S. Tudorache* — Physics Letters **61A**, 162, 1977

Determinarea secțiunii eficace de ciocnire dintre atomii excitați de cadmiu și molecule.

Se propune o metodă pentru determinarea fiecărei valori ale secțiunilor eficace de amestec și quenching ale atomilor de Cd aflați în starea $5\,^3D$ prin ciocniri cu molecule aflate în starea fundamentală. Secțiunile eficace depind de rapoarte ale intensităților radiațiilor de fluorescență, parametrii experimentali și constante atomice. Pentru acest scop este necesar să se folosească excitarea optică în trepte a nivelelor ce trebuie analizate.

BULETINUL INSTITUTULUI POLITEHNIC „GHEORGHE GHEORGHIU-DEJ"
BUCUREȘTI
SERIA ELECTROTEHNICĂ
Tomul XLI — 1979, Numărul 3

ELECTROTEHNICA

C.Z.: 681.3.041 :621.313.323

NUMERICAL SIMULATION METHOD FOR THE TRANSIENT STATE OF SYNCHRONOUS GENERATOR

SAMIH AL JABI*

In the present work one presents a numerical simulation method for dynamic and transient behavior of the synchronous electronic generator employing a specialized integration program for the differential equations named SIMSID.

Introduction

The carrying out of an analogue model for the simulation of the running of a synchronous generator in different states requires an analogue computer having great capacity and big number operational amplifiers; that leads to a very complexe diagram of connections, the carrying out of the connections on the board of the computer would be a really toilsome one. The employment of the numerical technical simulation of the dynamic systems on the electronic computer excludes the disadvantages of the analogue modelation giving in this way the possibility to obtain numerical and graphic recording of all the variables required by the simulated system.

In the present work one presents a numerical simulation method for dynamic and transient behavior of the synchronous electronic generator employing a specialized integration program for the differential equations named SIMSID.

1. Running equations for synchronous machine in coordinate system d.q.o.

One considers a synchronous machine having normal construction, three-phased, salient pole. The rotor is winded by a fiels coil and by two amortisseur coils concentrated one of these windings being disposed along the direct axis, another being disposed along the quadrature axis. The figure (1) represents the equivalent circuits of the synchronous machine.

If one considers the Park's idealized representation for the synchronous machine, the equation system describing the running on this

Manuscript received 15 May 1978

* Prof.Ph.D., University of Damasc

kind of machine in different states taking into the account the reference system d, q, o will be : [1] [2] [3].

$$u_d = r_a i_d + p\psi_d - \psi_q \cdot \omega \qquad \text{I}$$

$$u_q = r_a i_q + p\psi_q + \psi_d \cdot \omega \qquad \text{II}$$

$$u_f = r_f i_f + p\psi_f \cdot \omega \qquad \text{III}$$

$$u_D = r_D i_D + p\psi_D \qquad \text{IV}$$

$$u_Q = r_Q i_Q + p\psi_Q \qquad \text{V}$$

$$\psi_f = \psi_{md} + x_{fs} i_f \qquad \text{VI}$$

$$\psi_d = \psi_{md} - x_{as} i_d \qquad \text{VII}$$

$$\psi_Q = \psi_{mq} - x_{as} i_q \qquad \text{VIII}$$

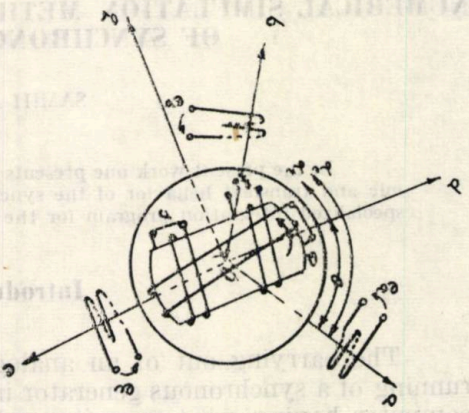
$$\psi_D = \psi_{md} + x_{Ds} i_D \qquad \text{IX}$$

$$\psi_Q = \psi_{mq} + x_{Qs} i_Q \qquad \text{X}$$

$$\psi_{md} = x_{md}(-i_d + i_f + i_D) \qquad \text{XI}$$

$$\psi_{mq} = x_{mq}(-i_q + i_Q) \qquad \text{XII}$$

$$p\omega = \frac{1}{\tau}(m_a - m_e) \qquad \text{XIII}$$



1. Equivalent circuits of synchronous machine

$$pi_d = \frac{U_d}{x} - i_d \frac{r}{x} + \omega \cdot i_q \qquad \text{XIV} \qquad (1)$$

$$pi_q = \frac{u_q}{x} - i_q \frac{r}{x} - i_d \cdot \omega \qquad \text{XV}$$

$$m_e = \psi_d \cdot i_q - \psi_q i_d \qquad \text{XVI}$$

where :

$$\frac{d}{dt} = p$$

$$\tau = \frac{J\omega_0}{M_0}$$

m_a is active torque in u.r.

The notations employed in the appendix 1 are the classical ones, the greatness are expressed in reciprocal system of relative unities which has : $X_{ad} = X_{md}$ and $X_{aq} = X_{mq}$ that means that mutual inductivities between different windings on the same axis are equal [4] [5]. It is simple to write equations in this system of relative unities in order to carry out an analogue model for the synchronous machine.

In the case of a machine running in generator state on a load, the equations of the circuit on load envisaged as R—L form will be under the writing : (1—XIV and 1—XV) :

$$u_d = r_n i_d + \frac{x_n}{\omega_0} p i_d - \frac{x_n}{\omega_0} i_q$$

$$u_q = r_n i_q + \frac{x_n}{\omega_0} p i_q + \frac{x_n}{\omega_0} v_d,$$

where r_n is the load resistance expressed in *u.r.* and x_n is the load reactance expressed in *u.r.*

If the resistance and reactance values r_n and x_n of the generator load are envisaged as ad infinitum of the order of 1 000 000 u.r. the generator is in no load operation. If the resistance and reactance values of the generator load become zero the synchronous generator is in short-circuit operation.

On the basis of this equation system we have made a block-diagram u order to obtain the modelation on an analogue computer of a synchronous machine [6] [7].

2. SIMSID programme of dynamic system simulation.

SIMSID is a programme employed for the numerical simulation of he dynamic systems. The programme is composed by a number of subroutine and it permits the calculation of the reponse of a linear dynamic ystem or non-linear using a computer FELIX—256.

The programme written in FORTRAN assures the solution in numbers [numerical solution] of the differential equations using the method Runge-Kutta of the IV-th order.

The general form of the mathematical model of a certain system which can be simulated using this programme is :

$$y(\mathrm{I}) = F(y, x, P) \tag{2}$$

$$x(\mathrm{I}) = G(y, x, P) \tag{3}$$

$P(1)$ = constants of the equation system (2) and (3) where :

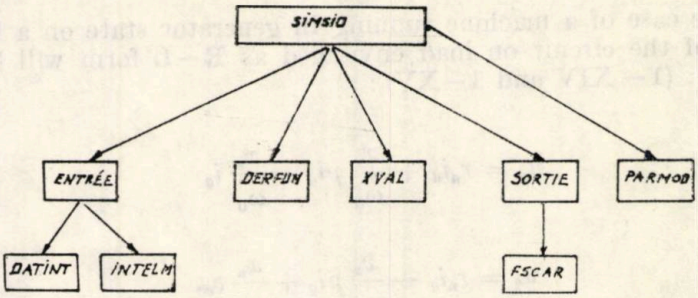
$y(1)$ = out-pur of the integration blocks from diagram-block

$x(1)$ = out-put of operational blocks non-integration (linear or non-linear)

I — can receive values between 1—1Y or 1—1X and 1—LP and IY 20, 1X 40, IP 50, values set by the FELIX 256.

The structural diagram for the SIMSID program is given in figure 2.

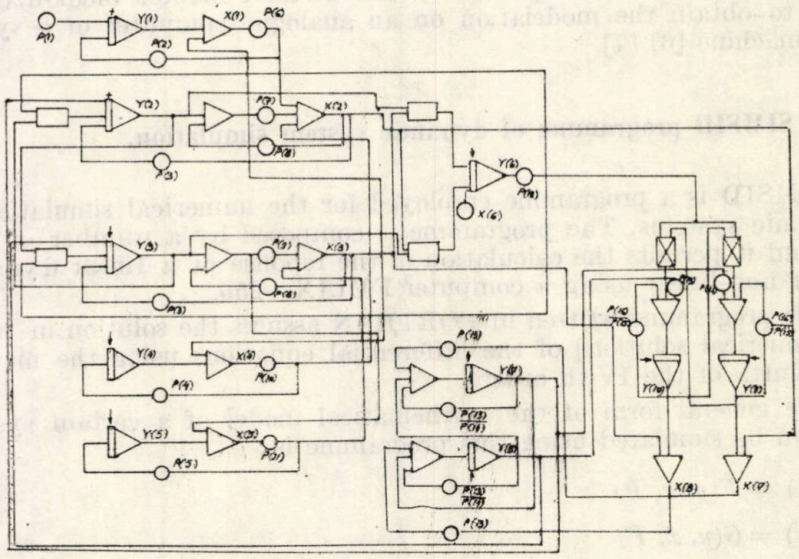
The SIMSID program contains a number of subroutines written in FORTRAN language which is described in [8].



2· Structural diagram for the SIMSID program

3. Numerical simulation method of synchronous generator operations

On the base on the equation system (1) one can form a diagram given in fig. 3 where the out-put integrating of block are noted Y(I), the out-put of non integrating block are noted by X(I) and the system constants by P(I).



3. Block-diagram of synchronous machine

The signification of the notations is presented in the under-mentioned diagram :

$\mathbf{Y(1)} = \psi_f$; $\mathbf{Y(9)} = i_d$; $\mathbf{X(1)} = i_f$; $\mathbf{P(1)} = u_f$; $\mathbf{P(9)} = x_{md}$

$\mathbf{Y(2)} = \psi_d$; $\mathbf{Y(10)} = i_q$; $\mathbf{X(2)} = u_d$; $\mathbf{P(2)} = r_f$; $\mathbf{P(10)} = x_{Ds}$

$\mathbf{Y(3)} = \psi_q$; $\mathbf{Y(NYP1)} = t$; $\mathbf{X(3)} = u_q$; $\mathbf{P(3)} = r_s$; $\mathbf{P(11)} = X_{Qs}$

$Y(4) = \psi_D$;	$X(4) = i_D$;	$X(4) = i_D$; $P(12) = \frac{1}{\tau}$
$Y(5) = \psi_Q$;	$X(5) = i_Q$;	$P(5) = r_Q$; $P(13) = x_n$
$Y(6) = \omega$	$X(6) = m_a$;	$P(6) = x_{fs}$; $P(14) = r_n$
$Y(7) = X(2)$	$X(7) = m_e$;	$P(7) = x_{md}$
$Y(8) = X(3)$	$X(8) = \psi_{d0}$;	$P(8) = x_{as}$
Y(NYP2) = integration step	$X(9) = \psi_{q0}$	

The equation system (1) using the notations of figure (3) is written in FORTRAN language under the form :

— Integrating block equations :

```
F( 1) = P(1) - P(2)* X(1)
F( 2) = Y(I) - P(8)* Y(2) - P(6)* X(1)
F( 3) = Y(5) - P(11)* X(5) - P(8)* Y(3)
F( 4) = -P(4)* X(4)
F( 5) = -P(5)* X(5)
F( 6) = P(12)* X(6) - X(7)
Y( 7) = X(2)
Y( 8) = X(3)
F( 9) = (X(2) - P(14)* Y(2) + Y(3)* Y(6) *P(13))/P(13)
F(10) = (X(3) - P(14) * Y(3) - Y(2) * Y(6)* P(13))/P(13)
```

— NON integration block equations :

```
X(1) = (Y(1) + P(7) * (X(2) - X(4)))/(P(6) + P(7))
X(2) = (P(3) * Y(9) + Y(2) - X(8))/Y(NYP2) - Y(3) * Y(6))
X(3) = P(3) * Y(10) + Y(3) - X(9))/Y(NYP2) + Y(2) * Y(6))
X(4) = (P(7) * (X(2) - X(2)) + Y(4))/(P(10) + P(7))
X(5) = (P(9)* (X(3) + Y(5))/(P(9) + P(11))
X(6) = 0.0. in non load operation
X(6) = 1.0. in normal load operation
X(7) = Y(2)* Y(10) - Y(3) * Y(9)
X(8) = Y(2)
X(9) = Y(3)
```

The numerical simulation operations supposes on the electronic computer to do choice in a correct introduction succession for the data on the computer which can correspond to the physical sense of the operation to be studied. That why for the establishment of the state in non load for a synchronous generator, we have the equation system (1) and the following initial conditions for the problem :

$$i_f = 0\ ;\ u_f = U_{f0}\ ;\ i_d = 0\ ;\ i_q = 0\ ;\ u_d = 0\ ;\ u_q = 0\ ;\ i_D = 0\ ;$$

$$i_Q = 0\ ;\ \Omega = \Omega_s = 1\ u.r.\ ;\ \psi_d = 0\ ;\ \psi_q = p\ ;\ \psi_D = p\ ;\ \psi_Q = 0$$

Although the machine is turning by the rotation synchronous speed of Ω_s and on applies at its winding terminals an excitation voltage equal

to this of non load operation U_{f0}. At the first step numerical simulation of this equation system on the numerical computer, on calculates from the equation III having : $i_f = 0$ resulting :

$$\psi_f = \frac{1}{p} u_f$$

On determines from the equations XII and VI the value for i_f for the first having the above value of φ_f determinated with

$$i_f = \frac{\psi_f}{x_{fs} + x_{md}}$$

whith $i_d = 0$ and $i_D = 0$.
By the equations XI, VI and VIII on calculates ψ_d ; indeed :

$$\psi_d = \psi_f - x_{as} i_d - x_{fs} i_f$$

By the equation I one calculates u_d by $i_{d0} = 0$, $\psi_q = 0$ and $\psi_d \neq 0$ and results :

$$u_d = p\psi_d$$

By the equation 11 one calculates u_q by $i_q = 0$, $\psi_q = 0$ şi $\psi_d \neq 0$ and it results :

$$u_q = \omega \cdot \psi_d$$

By the equations XIV and XV which simulate an infinite big impedance at the generator terminals having $x = 1\,000\,000$ *u.r.* and $r = 1\,000\,000$ *u.r.* in order to obtain the non load state operation, one determines the currents : i_d and i_q.
By the equations IX and XI one determines i_D ; indeed :

$$i_D = \frac{x_{md}(i_d - i_f) + \psi_D}{x_{md} + x_{Ds}}$$

By the equations X and XII one determines the cur rent i_Q in deed :

$$i_Q = \frac{x_{mq} i_q + \psi_Q}{x_{mq} + x_{Qs}}$$

By the equation IV one determines ψ_D and by the equation V one determines ψ_Q. Then one can determine by the equation XIII the value for the angular frequency ω.

After doing this first step, the calculation is to be effected using the same algorithm and the greatness values determined above.

4. Study for some transient states of synchronous generator using the numerical simulation method

4.1. *Non load state*

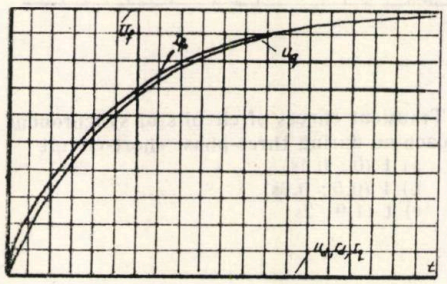
As a concret case for the numerical simulation method application is to be given that of a synchronous generator having the following characteristics :

$S_n = 800$ kVA	$J = 725$ N.m.	$I_{fn} = 100$ A.
$U_n = 600$ V	$I_n = 775$ A	$I_{f_0} = 40$ A.
$n = 1500$ rot/min	$Z_n = 0{,}45\ \Omega$	$\cos\varphi = 0{,}80$
$r_f = 0{,}0014$ u.r.	$r_a = 0{,}0125$ u.r.	$r_D = 0{,}016$ u.r.
$r_Q = 0{,}022$ u.r.	$x_{fs} = 0{,}1$ u.r.	$x_{as} = 0{,}1$ u.r.
$x_{Ds} = 0{,}05$ u.r.	$x_{Qs} = 0{,}05$ u.r.	$x_{md} = 1{,}0$ u.r.
$x_{mq} = 0{,}56$ u.r.	$x_n = 0{,}60$ u.r.	$r_n = 0{,}80$ u.r.

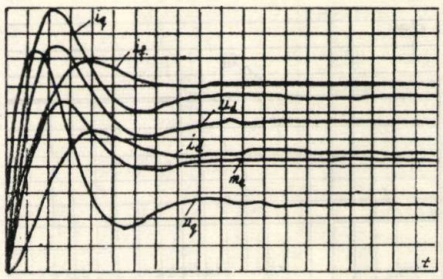
The results obtained on the numerical computer can be reproduced under the form of numerical and graphic diagrams.
The electromagnetic greatness variations for the generator during the transient state in non load operation are given in fig. 4.

4.2. *Transient state of balanced load swich-on to generator's terminals.*

One considers the same generator having the characteristics given above which runs in non load state, at a given moment to the generator terminals one connects suddenly an electrical load of R—L type, balan-



4. Transient curves of synchronous generator in non load operation



5. Transient curves of synchronous generator in balanced load operation

ced, insulated neutral equal to its nominal load. It results a transient state after which it is possible to establish the steady state operation in nominal load. During the load period one suppose the speed to be constant. The electromagnetic greatness variations for the generator during

this state which is a transient one are graphically recorded on a computer. They are given in fig. 5. In figure 5 every greatness has a scale factor, in this way after having established the steady state operation we obtain the following values :

$$u_q = 0{,}92 \text{ u.r.}; \quad u_d = 0{,}39 \text{ u.r.}; \quad i_f = 2{,}5 \text{ u.r.}; \quad i_d = 0{,}71 \text{ u.r.}; \quad i_q = 0{,}66 \text{ u.r.}$$

4.3. *Transient state at three-phase short-circuit operator at generator terminals.*

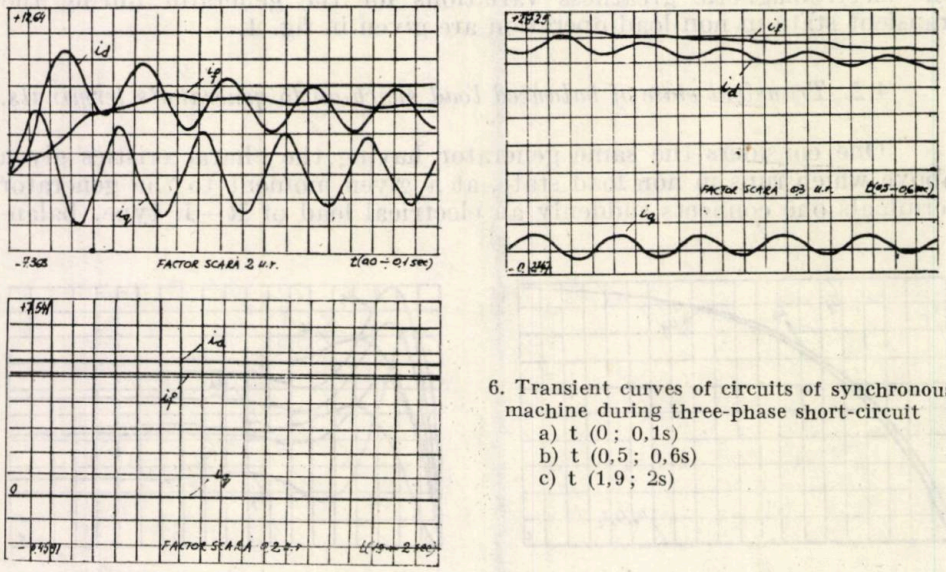
The simulation of the apparition of the three-phase short-circuit is done as we apply suddenly at the generator's terminals a reactive electrical load very small (almost zero load).

One considers the same generator having the above characteristic which is running in non load state ; the initial conditions in this case are :

$$u_f = 1 \text{ u.r.} = \text{ct.}; \quad i_f = I_{f0} = 1 \text{ u.r.}; \quad u_d = 0; \quad u_q = 1 \text{ u.r.}; \quad i_d = 0;$$
$$i_q = 0; \quad i_D = 0; \quad i_Q = 0; \quad \psi_d = 1 \text{ u.r.}; \quad \psi_q = 0; \quad \psi_D = 1 \text{ u.r.}; \quad \psi_Q = 0.$$

One applies the numerical simulation method for the transient state study when a three-phase short-circuit appears at the generator's terminals.

The results are represented in fig. 6a, 6b, 6c.



6. Transient curves of circuits of synchronous machine during three-phase short-circuit
   a) t (0 ; 0,1s)
   b) t (0,5 ; 0,6s)
   c) t (1,9 ; 2s)

5. Remarks and conclusions.

— The numerical simulation method which has been presented gives the possibility to analyse a big nunber of problems concerning the electrical generators running in different states permitting to obtain some

conclusions and to obtain some data of great importance for the research activity about the electrical generators.

— The errors of computation of this method of numerical simulation are in connexion whith the method employed in order to integrate the differential equations of the equation system of functionnement. The integration method employed in this work is the method Runge-Kutta of the order 1V.

— This method of numerical simulation is applies on the numerical computer giving in this way the possibility to obtain all the results required about this problem. The time required in order to solve different problems using this method is very short in comparison to the analogue method or to another numerical method.

APPENDIX NR. 1

u = voltage
i = current
ψ = flux linkage
r = resistance
x = reactance
ω = angular speed
p = time differential operator d/dt
The subscripts are :
f = main field
d = direct axis
q = quadrature axis
a = armature
s = direct damper
m = mutual
s = dispersion

REFERENCES

1. *B. Adkins*, The theory of electrical machines. Chapman and Hall New York, 1957.
2. *R.H. Park*, Trans. A.I.E.E. vol. 44, page 716, 1929
3. *C.V. Bălă*, Energetical research studies, vol. 12 nr. 4, p. 633, 1963
4. *V.N. Nedelcu*, Electrotechnics nr. 4, p. 106, 1957
5. *V.A. Rankin*, Trans. A.I.E.E. vol. 64, p. 569, august 1954
6. *S.I. Dunaevschi, O.A. Krilov, L. V. Mazia*, Modelinovanie elementov electromehaniceskih sistem. Ed. Energhia Moscow, 1971.
7. *S.Al. Jabi*, Some special running states study for the synchronous generators. Doctor's thesis in Polytechnical Institut of Bucharest, 1976
8. *I. Dumitrache, M. Atodiroaie*, SIMSID — Simulation program for dynamic systems, litholograph in Polytechnical Institut of Bucharest.

Metoda de simulare numerică a regimurilor de funcţionare a generatorului sincron

În lucrare se aplică o metodă de simulare numerică a proceselor dinamice şi tranzitorii ale generatoarelor electrice sincrone folosind un program specializat de integrare a ecuaţiilor diferenţiale neliniare denumit SIMSID.

Programul de calcul stabilit se aplică la soluţionarea unor regimuri dinamice de funcţionare ale generatorului sincron care funcţionează pe o reţea proprie.

BULETINUL INSTITUTULUI POLITEHNIC „GHEORGHE GHEORGHIU-DEJ"
BUCUREȘTI
SERIA ELECTROTEHNICĂ
Tomul XLI — 1979, Numărul 3

C.Z.: 621.3.01 8.7

SCHEMA DE MĂSURĂ A REZIDUULUI DEFORMANT AL UNEI DE TENSIUNE ELECTRICĂ

ANA AMUZESCU, MIRUNA NIȚESCU *

În lucrare se prezintă o schemă în punte cu capacitate variabilă, de măsură a reziduului deformant al unei unde de tensiune. Se face o evaluare a propri tăților selective ale filtrului.

O dată cu dezvoltarea marilor sisteme energetice puternic interconectate, cu consumatori de toate categoriile, avînd caracteristicile neliniare, prezența regimului deformant se face tot mai mult simțită Astfel că, evaluarea indicilor de performanță ai sistemului prezintă o deosebită importanță.

Una din mărimile cu ajutorul căreia se poate caracteriza regimul deformant de funcționare a unei rețele electrice este reziduul deformant. Expresia matematică a reziduului este :

$$Y_d = \sqrt{Y^2 - Y_1^2} = \sqrt{Y_0^2 + Y_2^2 + \ldots + Y_n^2}$$

unde Y este valoarea efectivă a undei nesinusoidale și Y_k reprezintă valorile efective ale armonicelor de ordin k.

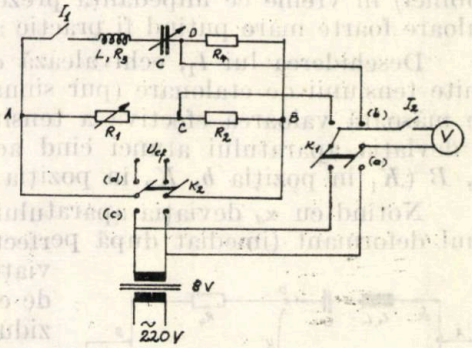


Fig. 1

În această lucrare se studiază o nouă schemă de măsurare a reziduului deformant în punte, cu capacitate variabilă de tip Chiodi.

Trei din cele 4 brațe ale punții sînt pur rezistive; rezistența R_1 este reglabilă, asigurînd astfel compensarea variațiilor celorlalte rezistențe cu temperatura și deci echilibrarea punții. Cel de-al patrulea braț este

Manuscris predat redacției la data de 15 mai 1979
* Șef lucrări ing.; As. ing. Catedra Electrotehnică I

constituit dintr-o reactanță inductivă și o capacitate reglabilă; reglarea capacității duce la obținerea rezonanței pe fundamentală. Caracteristica de frecvență a circuitului oscilant trebuie să asigure o bună selectivitate, ceea ce reduce erorile de măsurare. Brațul este prevăzut cu un întrerupător I, a cărui importanță va rezulta din prezentarea modului de utilizare.

Schema cuprinde un transformator coborîtor conectat la rețea, a cărui tensiune de ieșire servește la etalonarea punții.

Se folosește ca aparat de măusră un voltmetru V cu mai multe scări de tensiune.

Modul de utilizare

Puntea se alimentează cu tensiunea de studiat între nodurile A, B, a cărei valoare efectivă e măsurată în prealabil. Întrerupătorul I_1 fiind închis, se reglează capacitatea pînă cînd acul aparatului indică cea mai slabă deviație. În acest moment s-a realizat rezonanța. Din rezistența reglabilă R_1 se perfectează echilibrul punții, care pentru fundamentală prezintă 4 brațe pur rezistive. Indicația voltmetrului introdus între punctele C, D, va fi o măsură a reziduului deformant. Aflarea valorii exacte a reziduului se face prin operația de etalonare a punții pentru echilibrul obținut în condițiile menționate mai sus (valoarea lui R_1 pentru care s-a perfectat echilibrul).

În cadrul operației de etalonare întrerupătorul I_1 este deschis, justificarea acestui mod de lucru fiind următoarea: brațul AD al punții prezintă fundamentalei o impedanță pur rezistivă (rezistența înfășurării bobinei) în vreme ce impedanța prezentată armonicelor superioare are o valoare foarte mare putînd fi practic aproximată cu infinitul.

Deschiderea lui I_1, echivalează cu introducerea unei impedanțe infinite tensiunii de etalonare (pur sinusoidală), eroarea comisă fiind mică. Se măsoară valoarea efectivă a tensiunii de etalonare (K_1 în poziția a) și deviația aparatului atunci cînd aceasta este aplicată între punctele A, B (K_1 în poziția b, K_2 în poziția c).

Notînd cu α_d deviația aparatului cînd acesta este străbătut de reziduul deformant (imediat după perfectarea echilibrului punții), cu α deviația aparatului la cuplarea tensiunii de etalonare U_e vor rezulta pentru reziduul deformant următoarele valori:

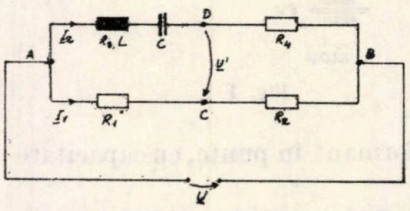


Fig. 2

$$U_d = U_e \frac{\alpha_d}{\alpha} \text{ [V]}$$

iar pentru coeficientul de distorsiune se va obține valoarea:

$$K_d = \frac{U_d}{U} \cdot 100 \ (\%)$$

O măsură a proprietăților selective ale filtrului este variația raportului de transformare al tensiunilor U, U' (fig. 2).

Fie U tensiunea efectivă de pulsație ω aplicată între bornele A, B, U' tensiunea între bornele C, D; I_1, I_2 valorile efective ale intensității curenților în ramurile ACB, respectiv ADB.
Aplicînd legea lui Ohm se obține:

$$\underline{I}_1 = \frac{\underline{U}}{R_1 + R_2}$$

$$\underline{I}_2 = \frac{\underline{U}}{R_3 + R_4 + j\omega L - j\frac{1}{c\omega}}$$

și din teorema a 2-a a lui Kirchhoff:

$$\underline{U}_1 = R_1\underline{I}_1 - \left[R_3 + j\left(\omega L - \frac{1}{\omega c}\right)\right]\underline{I}_2 =$$

$$= \frac{-jR_2\left(\omega L - \frac{1}{\omega c}\right)}{(R_1+R_2)\left[R_3+R_4+j\left(\omega L-\frac{1}{\omega c}\right)\right]}\,U$$

unde am ținut seama că $\frac{R_1}{R_3} = \frac{R_2}{R_4}$ (echilibrarea punții)
Notînd cu ω_0 pulsația fundamentalei, pentru care s-a realizat rezonanța

$$k = \frac{\omega}{\omega_0}$$

$$\alpha = R_1 + R_2$$

$$\beta = R_3 + R_4$$

$$X_0 = \omega_0 L + \frac{1}{\omega_0 C}$$

se obține:

$$\underline{K}_u = \frac{\underline{U}'}{\underline{U}} = \frac{R_2}{\alpha\left[1 - j\frac{\beta}{X_0\left(k - \frac{1}{k}\right)}\right]}$$

și deci:

$$K_u = \frac{R_2}{\alpha\sqrt{1 + \frac{\beta^2}{X_0^2\left(k - \frac{1}{k}\right)^2}}}.$$

Pentru $k = 1$, $K_u = 0$, deci armonica fundamentală nu dă nici un semnal între bornele CD.
Panta curbei $K_u = K_u(k)$ (fig. 3) în jurul pulsației $\omega \cdot (k = 1)$ se obține din :

$$\left(\frac{\partial K_u}{\partial k}\right)_{k=1} = \frac{2R_2X_0}{\alpha\beta} = Q$$

expresie denumită și factor de calitate al filtrului. Considerînd $t = \frac{R_1}{R_2} = \frac{R_3}{R_4}$; Q se poate pune și sub forma $Q = \frac{2X_0}{R_4(1+t)^2}$ Schema este cu atît mai eficientă cu cît Q este mai mare. Valoarea obținută pentru reziduul deformant este semnificativă numai în măsura în care, pentru armonicile predominante (5, 7, 11, 13), raportul de transformare K_u este relativ constant. Dar K_u depinde de k, deci se vor pune condiții care vor permite determinarea unuia din parametrii circuitului în funcție de ceilalți, considerați dați.

Exemplu

Fie, astfel, valorile următoare pentru rezistențe :

$$R_1 = 50\,\Omega\,;\ R_2 = 100\,\Omega\,;\ R_3 = 10\,\Omega\,;\ R_4 = 20\Omega$$

Se obține :

$$K_u = 66{,}7\left[1 - \frac{450}{X_0^2\left(k - \frac{1}{k}\right)}\right]\%.$$

Punînd condiția ca raportul de transformare să varieze cu mai puțin de 0,01 (1%) între armonicile 5, 13, se obține :

$$X_0 \geqslant 33{,}5\,\Omega \text{ și } L \geqslant 107 \text{ mH}$$

Fie, pentru ușurința realizării circuitului :

$$L = 100 \text{ mH}$$

și C variabil în jur de 100 μF.

Valorile raportului de transformare pentru diferite armonici apar în tabelul de mai jos, în procente :

ordin armon.	0	1	2	3	4	5	6	7
K_u %	66,7	0	56,5	62,8	64,59	65,45	65,84	66,07

ordin armon.	8	9	10	11	12	13
K_u %	66,22	66,32	66,4	66,45	66,48	66,51

Așa cum se observă din grafic (Fig. 3), între armonicile 5—13 caracteristica este aproape orizontală, înregistrînd o creștere de numai 1,07%, ceea ce este admisibil ținînd seama că aparatul va fi construit cu elemente de circuit obșnuite, cunoașterea parametrilor acestora fiind afectată de erori.

Precizia metodei

Pînă acum s-a presupus că voltmetrul are o rezistență infinită. Practic însă, rezistența voltmetrului este finită și rezultatele experimentale vor prezenta abateri de la valorile teoretice predeterminate. Se poate aprecia valoarea rezistenței R_v a acestui voltmetru, în funcție de parametrii circuitului, impunînd o limită acestor abateri. Aplicînd teorema lui Thevenin, se poate obține tensiunea U_1, măsurată de voltmetru.

$$\underline{U}_1 = \frac{R_v}{R_v + \underline{Z}_{CD}}\,\underline{U}'$$

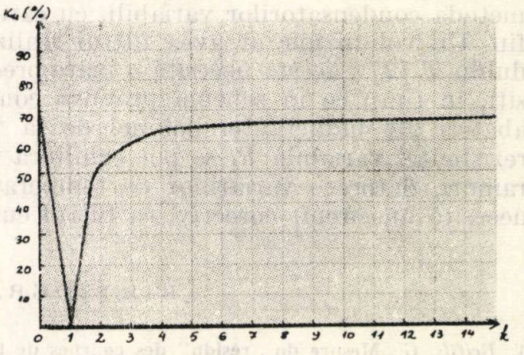


Fig. 3 Graficul variației raportului de transformare Ku funcție de ordinul armonicei undei de tensiune.

Deci valoarea efectivă măsurată este mai mică decît cea teoretică. Abaterea de la valoarea teoretică este negativă și în valoarea absolută are expresia

$$\varepsilon = \left| \frac{\underline{U}_1 - \underline{U}'}{\underline{U}'} \right| \times 100\,(\%)$$

adică

$$\varepsilon = \frac{1}{\left| \frac{R_v}{\underline{Z}_{CD}} + 1 \right|} \times 100\,(\%)$$

în funcție de abaterea admisă m% se determină R_v.
Pentru ușurință vom evalua

$$\varepsilon_1 = \frac{100}{\left| \frac{R_v}{Z_{CD}} - 1 \right|} > \varepsilon\,;\ \varepsilon_1 \leqslant m\,;\ R_v \geqslant \left(\frac{100}{m} + 1 \right) Z_{CD}$$

Valoarea minimă $R_v = \left(\frac{100}{m} + 1 \right) Z_{CD}$ astfel obținută este mai mare decît cea necesară, dar poate fi folosită ca indicator. Considerînd circuitul

de la punctul 4 și admițînd o abatere maximă de 3%, se obține pentru R_v o valoare în jur de 2000 Ω.

Concluzii

Schema de măsurare a reziduului deformant analizată în lucrare prezintă avantaje și dezavantaje în raport cu alte procedee; unul dintre avantaje constă în faptul că se poate realiza în mod simplu. Schema Belfils [1] folosea pentru reglarea punții un variometru constituit din 3 bobine capabile să se rotească variind astfel inductanța lor mutuală; am considerat că un astfel de aparat ar fi mai greu de construit și am preferat metoda condensatorilor variabili, cu care se poate realiza un reglaj foarte fin. Un volum mic ar avea filtrul realizat cu ajutorul unui cuadripol în dublu T [2].; acesta necesită o mare precizie a valorilor parametrilor folosiți, în timp ce în schema propusă condensatorul variabil permite mici abateri ale inductanței bobinei de la valoarea proiectată. Cu ajutorul rezistenței variabile R_1 se pot echilibra variații de rezistențe din celealte ramuri, datorate variațiilor de temperatură. În plus această schemă nu necesită un circuit corectiv, ca filtrul cuadripolic.

BIBLIOGRAFIE

1. *Belfils, G.*, Mesure du ,,résidu'' des courbes de tension par la methode du pont filtrant., R.G.E., april 1926, p. 523—529. 2
2. *Șora, C., Verteș, I.*, Bul. șt. și teh. al I.P. Timișoara seria Electrotehnică Tom 18 (32), Fasc. 2, 1973.
3. *Antoniu, I.S.*, Bazele electrotehnicii, Ed. Did. și Ped., Buc. 1974.

Measuring Set-up for the Distorsion Residue of a Tension Wave

The paper presents a bridge measuring set-up with variable capacitor. A computation of the filter selectivity properties is presented.

BULETINUL INSTITUTULUI POLITEHNIC „GHEORGHE GHEORGHIU-DEJ"
BUCUREȘTI
SERIA ELECTROTEHNICĂ
Tomul XLI — 1979, Numărul 3

CENTRALE ELECTRICE

C.Z.; 621.311.22:621.039

METHOD FOR THE CALCULATION OF THE THERMAL HYDRAULIC PROCESSES IN THE NUCLEAR POWER PLANT STEAM GENERATORS

N. DĂNILĂ, E. LICSANDRU *

This paper presents a method for the thermal and hydraulic design of the nuclear power station steam generators, the results yielded and the conclusions drawn subsequent to the application of this method for a steam generator of a PHWR-type nuclear power station.

The proposed calculation method will be applied to the steam generator of a nuclear power plant, PHWR type, presented in fig. 1.

The steam generator (SG) consists of a U-shaped tube bundle submerged in a water chamber. The drum of the SG comprises the drip separator. The feed water is pumped at the bottom of the U-shaped tubes to the preheat zone provided with baffles which ease the heat transfer and improves the hydraulic stability. The water leaving the baffled area is mixed with the recirculated water in the boiling water space.

Owing to the features which make the 2 main zones of the SG differ i.e. the preheat and the evaporation zones — they are examined separately from the point of view of power processes. In fig. 2 the diagram $t - Q$ of the SG is presented; The primary carrier — pressurized heavy water — is cooled from the temperature t' to t'', yielding the heat Q_{EC} to the secondary carrier in the economizer zone and the Q_V in the evaporator zone. In the economizer zone the heat is transferred by convective heat exchange between primary carrier and tube surfaces and between tube surfaces and secondary carrier and by thermal conductivity of the tube walls. The thermal processes occur under turbulent flow conditions of the heat carrier.

I. Relations of the calculation algorithm for the economizer zone

The heat transfer coefficient on the primary carrier side, from the latter to the tube wall:

$$\alpha_{1ec} = \varepsilon'_p \cdot \mathrm{Nu}_p \cdot \frac{\lambda_p}{d_i} \left(\frac{\mathrm{Pr}_p}{\mathrm{Pr}_{p'i}} \right)^{0,25} \quad [\mathrm{kcal/m^2 \cdot h \cdot deg}) \qquad (1)$$

where: ε'_p is the correction factor which takes into account the „dirtying"

Manuscript received 18 May 1979
* Prof. dr. eng. Chair of Power Plants; Eng. Chair of Energetic Nuclear Power Reactors.

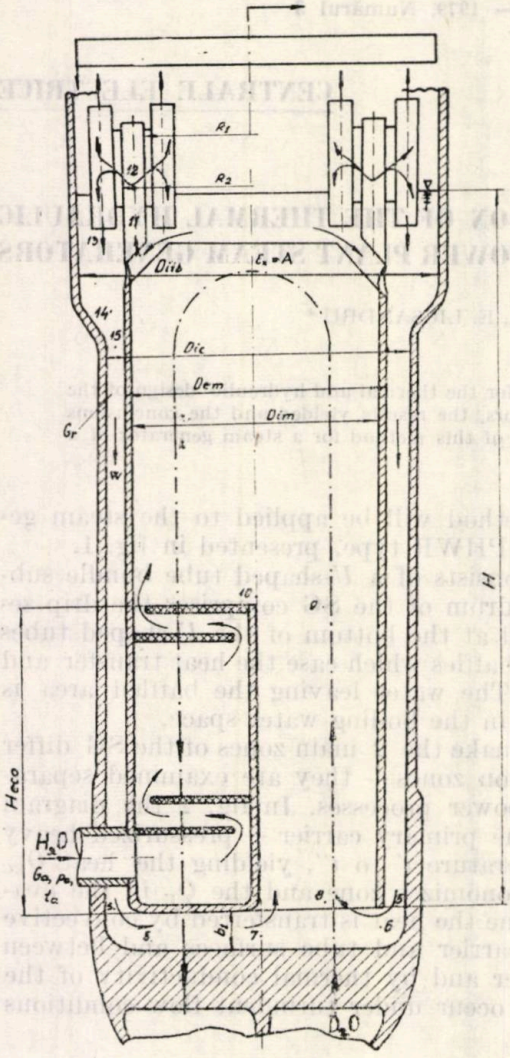


Fig. 1

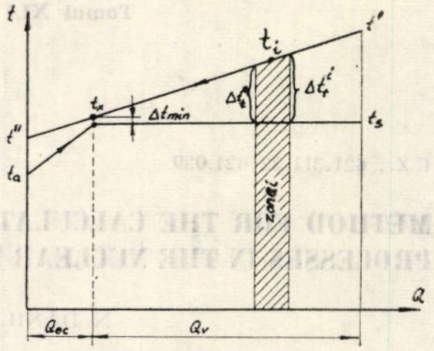


Fig. 2

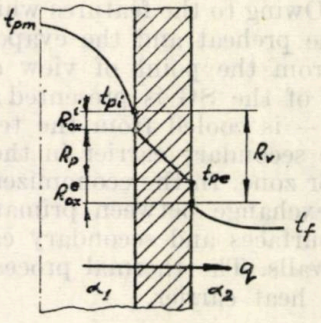


Fig. 3

of the tube inside wall (oxide layer); Nu_p = Nusselt criterium:

$$Nu_p = 0.023 \cdot Re_p^{0.8} \cdot Pr_p^{0.4}; \tag{2}$$

$$Re = \text{Reynolds criterium } Re_p = \frac{w_{AR} \cdot d_i}{\nu_p}; \tag{3}$$

Pr_p, Pr_{pi} — Prandtl criterium for the primary coolant flow, for the inside wall zone; λ_p — primary coolant heat conductibility coefficient, in kcal/m · h · deg.; ν_p = primary coolant kinematics viscozity, in m^2/s.

The coefficient of heat transfer from the tube to the secondary carrier (in the conditions of transversal bulk flow of the carrier against the tube bundles):

$$\alpha_{2ec} = \varepsilon_p'' \cdot 0{,}38 \cdot \frac{\lambda_f}{d_e \cdot E^{\varphi \cdot b}} \cdot (\mathrm{Re})_f^{0{,}01} \cdot (\mathrm{Pr})_f^{0{,}4} \quad [\mathrm{kcal/m^2 \cdot h \cdot deg}] \tag{4}$$

where: λ_f is the thermal conductibility coefficient for the secondary carrier; d_e = outside diameter of the tube, in m, the criterium $(Re)_f$ and $(Pr)_f$ being determined in the conditions: p — average pressure of the secondary carrier (considering the losses), $t = \frac{t_{pe} + t_f}{2}$ [°C], (5)

t_{pe} — temperature of the wall on the secondary carrier side (value estimated for the initial calculations):

$$t_{pe} = t_f + (1/3) \cdot (t_{pm} - t_f) \ [^\circ\mathrm{C}]; \tag{6}$$

$$\mathrm{Re}_f = \frac{w_{\mathrm{AS}} \cdot \mathrm{d}_e}{\nu_f} \tag{7}$$

where: w_{AS} is the velocity of the secondary carrier; ν_f = secondary carrier kinematics viscosity. E = ratio between the secondary carrier passing free section (S_e) and the total section (S_t),

$$\Phi = \Phi\left(\frac{S_1}{S_2}\right), \tag{8}$$

$$b = 0{,}175\ (\mathrm{Re})_f^{-0{,}07}, \tag{9}$$

ε_p'' = coefficient which takes into account the „dirtying" of the tube outside wall (oxide layer), s_1 and s_2 = pitches of the triangular network, in m.

The tube wall conductibility coefficient λ_{pt} is determined function of the tube material at the average tube temperature:

$$t_{per} = \frac{t_{pm} + t_f}{2} \ [^\circ\mathrm{C}] \tag{10}$$

In fig. 3 is presented the diagram of the temperature variation.

The overall heat transfer coefficient:

$$K_{ec} = \frac{1}{\frac{1}{\alpha_{1ec}} \cdot \frac{\mathrm{d}_e}{\mathrm{d}_i} + \frac{\mathrm{d}_e}{2 \cdot \lambda_{pt}} \cdot \ln \frac{\mathrm{d}_e}{\mathrm{d}_i} + \frac{1}{\alpha_{2ec}}} \quad [\mathrm{kcal/m^2 \cdot h \cdot deg}] \tag{11}$$

The economizer transfer area :

$$S_{ec} = \frac{Q_{ec}}{K_{ec} \cdot \Delta t_{mec}} \quad [m^2] \tag{12}$$

Height of economizer zone :

$$H_{ec} = \frac{S_{ec}}{n \cdot \pi \cdot d_e} \quad [m]. \tag{13}$$

The verification and correction of the values considered initially for the t_{pe} are made as follows : the heat flux is calculated :

$$q = K_{ec} \cdot \Delta t_{mec} \, [kcal/m^2 \cdot h] \tag{14}$$

then temperatures are calculated :

$$t^*_{pi} = t_{pm} - q \cdot \frac{1}{\alpha_{1ec}} \cdot \frac{d_e}{d_i} \quad [°C] \tag{15}$$

$$t^*_{pe} = t^*_{pi} - q \cdot \frac{d_e}{2\lambda_{pt}} \cdot \ln \frac{d_e}{d_i} \quad [°C] \tag{16}$$

If t^*_{pi} differs with more than 1% from the initial t_{pi}, the calculation is resumed with an intermediate value until the difference between them is reduced under 1%. Then t_{pe} is corrected with the relation (16). Finally, after a number of calculation cycles, the correct value of the economizer zone and zone height.

II. The relations of the calculation algorithm for the evaporation zone

In the evaporation zone the heat is transfered by convective exchange of heat between the primary carrier and the tube surfaces, and between the tube surfaces and the secondary carrier and through the tube wall thermal conductibility. In this zone the secondary carrier is a mixture of water-and-steam at the saturation temperature.

The thermal resistance in the heat transfer process (fig. 4) :

$$R_v = R^i_{ox} + R_p + R^e_{ox} \; [kcal/m^2 \cdot h \cdot deg]^{-1}, \tag{17}$$

where : R^i_{ox}, R^e_{ox} are the thermal resistance of the oxide layer inside the tube and outside the tube, respectively, R_p is the thermal resistance of

the tube wall :

$$R_p = \frac{d_i}{2\lambda_{pt}} \cdot \ln \frac{d_e}{d_i} \quad [\text{kcal/m}^2 \cdot \text{h} \cdot \text{deg}]^{-1} \tag{18}$$

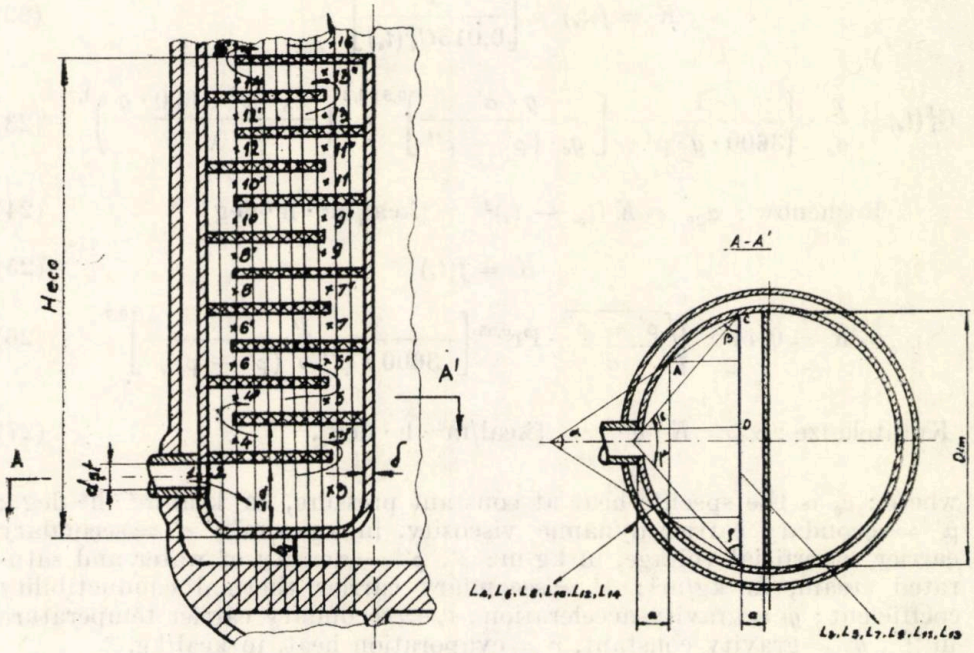


Fig. 4 a, b

For a higher accuracy the evaporation zone is divided into j_z zones (tube elements) and calculation is made for each zone, in the direction of primary carrier flow (AR). The average temperature difference between the carriers, for a zone i (fig. 2) :

$$\Delta t_i^m = \frac{\Delta_{it}^i + \Delta_{it}^e}{2} \quad [\text{deg}] \tag{19}$$

where : Δt_i^i and Δt_i^e are the temperature differences between the carriers at zone inlet and outlet, respectively :

$$\Delta t_i^i = t' - t_s - \frac{Q_v}{Q} \cdot (t' - t'') \cdot \frac{i-1}{j_z} \quad [\text{deg}] \tag{20}$$

$$\Delta t_i^e = t' - t_s - \frac{Q_v}{Q} \cdot (t' - t'') \cdot \frac{i}{j_z} \quad [\text{deg}] \tag{21}$$

Considering that several relations are proposed in the technical literature for the calculation of the heat transfer coefficient in the evapo-

ration zone (α_{2v}), in the proposed calculation model two relations were used: the Roshenow and Kutateladze models.

$$K = f(t_s) = \left[\frac{1}{0{,}013 C_1^R(t_s)}\right]^3 \tag{22}$$

$$C_1^R(t_s) = \frac{r}{c'_p} \cdot \left\{\frac{1}{3600 \cdot g \cdot \mu' \cdot r}\left[\frac{g \cdot \sigma'}{g_c \cdot (\rho' - \rho'')}\right]^{0,5}\right\}^{1/3} \left(\frac{c'_p \cdot \mu' \cdot 3\,600 \cdot g}{\lambda'}\right)^{1,7} \tag{23}$$

$$\text{Roshenow: } \alpha_{2v} = K (t_{pe} - t_s)^2 \quad [\text{kcal/m}^2 \cdot \text{h} \cdot \text{deg}] \tag{24}$$

$$K = f(t_s) \tag{25}$$

$$K = 0{,}44\, \lambda' \sqrt{\frac{\rho' - \rho''}{\sigma'}} \cdot \text{Pr}^{0,35} \left[\frac{p}{3600\, r\, \rho''\, \nu' (\rho' - \rho'')}\right]^{0,7} \tag{26}$$

$$\text{Kutateladze: } \alpha_{2v} = K \cdot q^{0,7} \quad [\text{kcal/m}^2 \cdot \text{h} \cdot \text{deg}], \tag{27}$$

where: c'_p is the specific heat at constant pressure, in kcal/m^2 · h · deg.; μ' = secondary carrier dynamic viscosity, in kg · s/m^2; σ' = secondary carrier superficial voltage, in kg/m; ρ', ρ'' = density of water and saturated steam, in kg/m^3; λ' = secondary carrier thermal conductibility coefficient; g = gravity acceleration; t_s = secondary carrier temperature in °C; g_c = gravity constant, r = evaporation heat, in kcal/kg.

The average pressure of the primary carrier in the calculation zone also considers the losses.

Average temperature of the primary carrier in the calculation zone:

$$t_{pm} = t' - \frac{Q_v}{Q} \cdot (t' - t'') \cdot \frac{2i - 1}{2j_z} \quad [°\text{C}] \tag{28}$$

The primary carrier thermodynamic properties are determined for these values.

The heat transfer coefficient on the primary carrier side (AR) in the evaporation zone:

$$\alpha_{1v} = 0{,}021 \cdot \frac{\lambda_{AR}}{d_i} (\text{Re}_e^{AR})^{0,8} \cdot (\text{Pr}_r^{AR})^{0,43} \left(\frac{\text{Pr}^{AR}}{\text{Pr}_p^{AR}}\right)^{0,23} [\text{kcal/m}^2 \cdot \text{h} \cdot \text{deg}] \tag{29}$$

The values of the inside and outside tube wall are estimated as follows:

$$t_{pi} = t_{pm} - (t_{pm} - t_s)/2, \ [°\text{C}] \tag{30}$$

$$t_{pe} = t_s + (t_{pm} - t_s)/3 \ [°\text{C}] \tag{31}$$

The overall heat transfer coefficient :

$$\alpha_{fp} = \frac{1}{\frac{d_i}{d_e} \cdot \frac{1}{\alpha_{1v}} + R^j_{0x} + \frac{d_i}{2\lambda_{pt}} \cdot \ln \frac{d_e}{d_i} + R^e_{0x}} \quad [\text{kcal/m}^2 \cdot \text{h} \cdot \text{deg}] \tag{32}$$

Noting the differences of temperatures between the carriers per calculation zone with Δt^i_0 for the inlet in the zone and Δt^e_0 for outlet from the zone, their values can be obtained from the relations :

$$\Delta t^i_t = \left[\frac{K}{\alpha_{fp}} (\Delta t^i_0)^\beta + 1 \right] \cdot \Delta t^i_0 \quad [\text{deg}] \tag{33}$$

$$\Delta t^e_t = \left[\frac{K}{\alpha_{fp}} (\Delta t^e_0)^\beta + 1 \right] \cdot \Delta t^e_0 \quad [\text{deg}] \tag{34}$$

where : $\beta = 2$ for Roshenow model and 2,3 for the Kutateladze. For a tube element the length and transfer area are obtained from the relations :

$$\Delta l = \frac{D_{AR} \cdot C^{AR}_p}{n \cdot \pi \cdot d_e} \cdot \left\{ \frac{\beta + 1}{\alpha_{fp}} \cdot \ln \frac{\Delta t^i_0}{\Delta t^e_0} + \frac{1}{\beta K} \cdot \left[\frac{1}{(\Delta t^e_0)^\beta} - \frac{1}{(\Delta t^i_0)^\beta} \right] \right. \quad [\text{m}] \tag{35}$$

$$\Delta S_v = \pi \cdot d_e \cdot \Delta l \quad [\text{m}^2] \tag{36}$$

The evaporator total transfer area :

$$S_v = \sum_{i=1}^{j_z} n \cdot \pi \cdot d_e \cdot \Delta l_i \quad [\text{m}^2] \tag{37}$$

The thermal flow corresponding to the area element :

$$q = \frac{Q_v}{n \cdot j_z \cdot \Delta S_z} \quad [\text{kcal/m}^2 \cdot \text{h}) \tag{38}$$

By means of q the values t_{pe} and t_{pi} estimated initially (the difference should be below 1 %) are corrected.

$$t^*_{pi} = t_{pm} - q \left(\frac{1}{\alpha_{1v}} \cdot \frac{d_i}{d_e} + R^i_{0x} \right) \quad [^\circ\text{C}] \tag{39}$$

$$t^*_{pe} = t^*_{pi} - q \frac{d_e}{2 \cdot \lambda_{pt}} \cdot \ln \frac{d_e}{d_i} \quad [^\circ\text{C}] \tag{40}$$

This situation is attained after a number of calculation cycles, obtaining the correct value of the evaporation area. For the testing of the calculation program obtained with the proposed method a SG having the following parameters was considered : temperature (pressure) of saturation $t_s = 252°C$ (42 bars); feed water temperature $t_a = 151°C$; feed water out-put $D_a = 422{,}625$ t/h; saturated steam output $D_{AS} = 418{,}375$ t/h; Tube material : Inconel 600 Ni—72; Cr—15.5; Fe—8; C—0.15; primary carrier inlet temperature $t' = 298{,}8°C$; primary carrier outlet temperature $t'' = 245{,}8°C$; steam final humidity content : $x = 0{,}998$; primary carrier velocity in tubes $w_{AR} = 2.93$ m/s; outside diameter of tube/thickness of $d_e/\delta = 0{,}0127/0.00125$ m/m; feed water nozzle diameter $d_{st} = 0.3$ m; circulation multiple $c = 8$; tube arrangement in tubular plate — equilateral triangle; pitch $s = 0.019$ m.

The synthesis of the results in the thermal calculation program : Economizer zone : number of tubes of the SG $n = 4796$; primary cooling thermal carrier output $(D_20)D_{AR} = 3\,567\,342$ kg/h; average temperature difference $\Delta t_{m_{EC}} = 30.5$ deg; $S_{ec} = 390{,}3$ m^2; height of the economizer zone $H_{EC} = 390.3$ m^2. Evaporation zone : average temperature difference $\Delta t_{m_V} = 21$ deg.; Roshenow model : average length of the evaporator tubes $l_{mV} = 9.87$ m. Overall heat transfer coefficient $k = 4\,838$ kcal/m$^2 \cdot$ h $\cdot$ deg; evaporator area : $S_V = 1889$ m^2. Kutateladze model : average length of the evaporator tubes $1_{m_V} = 11.82$ m; overall heat transfer coefficient $k = 4\,045.5$ kcal/m$^2 \cdot$ h $\cdot$ deg; evaporator area : $S_V = 2\,225$ m^2.

Thus, on using for the thermal calculation of the Kutateladze model evaporator, a heat transfer area with 17.8% greater than Roshenow area, is obtained.

The hydraulic calculation of the economizer zone provided with baffles in the present case, is important to point out the influence of the baffle system on the pressure losses in this area and to determine the feed water pressure required to finally obtain the saturated steam at the pressure required by the turbine.

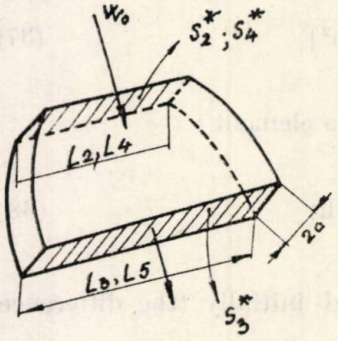


Fig. 5

The configuration of the economizer zone is given in fig. 4.a where the transversal flow of the secondary carrier through the SG tubes. The economizer zone of the SG can be divided into elements with hydrodynamic characteristics which can be expressed in relations and which permit a grouping (groups „a—j") of pressure losses, thus the forming of the calculation algorithm is made easier (figs. 5—11).

The relations of the calculation algorithm for the pressure losses groups in the economizer zone elements presented in figs. 4—11 are the following :

a. Pressure loss by expansion (fig. 4a) : Δp_{1-2}, in kgf/cm^2

$$\Delta p_a = \xi_a \cdot \frac{w_a^2}{2g} \cdot \gamma_a \cdot 10^{-4} \quad [\text{kgf/cm}^2] \tag{41}$$

$$\xi_a = \left(1 - \frac{S_1}{S_2}\right)^2 \tag{42}$$

$$w_a = \frac{D_a}{3600 \cdot \gamma_a \cdot S_1} \quad [\mathrm{m/s}] \tag{43}$$

b. Pressure losses by expansion in the space with tubes (fig. 5): $b_1 : \Delta p_{2-3}$; $b_2 : \Delta p_{4''-5}$; $\Delta p_{6''-7}$, $\Delta p_{8''-9}$, $\Delta p_{10''-11}$, $\Delta p_{12''-13}$, in kgf/cm².

$$\Delta p_b = \xi_b \cdot \frac{w_b^2}{2g} \cdot \gamma_m \cdot 10^{-4} \quad [\mathrm{kgf/cm^2}] \tag{44}$$

$$\xi_d = \xi_{\mathrm{exp}} + \xi_z \tag{45}$$

$$\xi_{\mathrm{exp}} = \varphi_{\mathrm{exp}} \left(1 - \frac{S_{\mathrm{mic}}}{S_{\mathrm{mare}}}\right)^2 \tag{46}$$

$\varphi_{\mathrm{exp}} = f(\mu^\circ)$, (fig. 4.b.); $\xi_z = \psi \cdot A \cdot \mathrm{Re}_m^{-0,27} \cdot (z+1)$; $A = \Big(4{,}6 -$

$$-2{,}7\,\frac{s - \mathrm{d}_e}{s_1 - \mathrm{d}_e}\Big)\left(2 - \frac{s}{\mathrm{d}_e}\right) + 3{,}2 \quad \text{(fig. 11)} \tag{47}$$

$$w_b = w_0, \quad \text{(fig. 5)} \tag{48}$$

c. Pressure losses at U-shaped bend (fig. 6):

$C_1 : \Delta p_{3-3''}$; $C_2 : \Delta p_{5-5''}$, $\Delta p_{7-7''}$, $\Delta p_{9-9''}$, $\Delta p_{11-11''}$, $\Delta p_{13-13''}$, in kgf/cm²

$$\Delta p_c = \xi_c \cdot \frac{w_c^2}{2g} \cdot \gamma_m \cdot 10^{-4} \quad [\mathrm{kgf/cm^2}] \tag{49}$$

$$\xi_c = K_\Delta \cdot K_{Re} \cdot C_1 \cdot \xi_M\,; \quad K_\Delta = 1 + 0{,}5 \cdot 10^3 \cdot \bar{\Delta} \tag{50}$$

$$\bar{\Delta} = \frac{\varepsilon}{\mathrm{d}_0} \tag{51}$$

$$C_1 = f\left(\frac{\mathrm{d}_0}{b_0}\right), \text{ (fig. 6)} \tag{52}$$

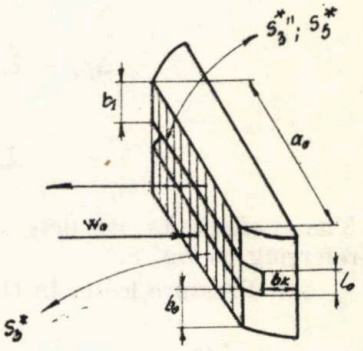


Fig. 6

$\xi_M = f(l_0/b_0,\ b_x/b_0)$; $K_{Re} = f(l_0/b_0,\ R_e)$; $w_c = w_0$, (fig. 6)

d. Pressure losses by contraction in the space with tubes (fig. 7):

$\Delta p_{3''-4}$, $\Delta p_{5''-6}$, $\Delta p_{7''-8}$, $\Delta p_{9''-10}$, $\Delta p_{11''-12}$, $\Delta p_{13''-14}$ in kgf/cm²

$$\Delta p_d = \xi_d \cdot \frac{w_d^2}{2g} \cdot \gamma_m \cdot 10^{-4} \quad [\text{kgf/cm}^2] \tag{53}$$

$$\xi_d = \xi_{\text{contr}} + \xi_z \tag{54}$$

$$\xi_{\text{contr}} = \xi' \left(1 - \frac{S_{\text{mic}}}{S_{\text{mare}}}\right) \tag{55}$$

$$\xi_z = \psi \cdot A \cdot Re_m^{-0,27} (z + 1); \; w_d = w_0, \text{ (fig. 7)} \tag{56}$$

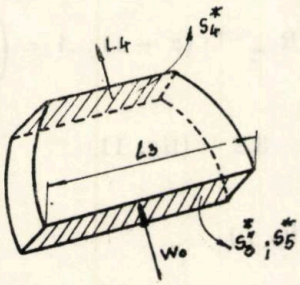


Fig. 7

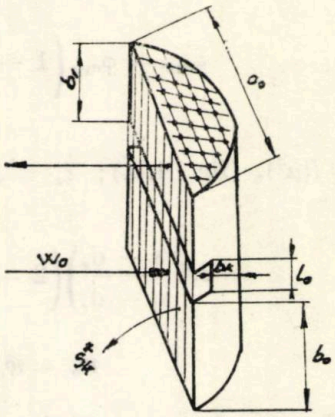


Fig. 8

e. Pressure losses at the U-shaped bend (fig. 8): $\Delta p_{4-4''}$, $\Delta p_{6-6''}$, $\Delta p_{8-8''}$, $\Delta p_{10-10''}$, $\Delta p_{12-12''}$ in kgf/cm²;

$$\Delta p_e = \xi_e \cdot \frac{w_e^2}{2 \cdot g} \cdot \gamma_m \cdot 10^{-4} \quad [\text{kgf/cm}^2] \tag{57}$$

$$\xi_e = K_\Delta \cdot K_{Re} \cdot C_1 \cdot \xi_M \tag{58}$$

The coefficients are determined as in the case of the group (1) *c*, but referring to fig. 8.

f. Pressure losses in the 90° bend (fig. 9): Δp_{14-15}, in kgf/cm²

$$\Delta p_f = \xi_f \cdot \frac{w_f^2}{2g} \cdot \gamma_m \cdot 10^{-4} \quad [\text{kgf/cm}^2]; \; \xi_f = K_\Delta \cdot K_{Re} \cdot \xi_M; \; w_f = w_0, \tag{59}$$

g. Pressure losses at the expansion in the overall space of the SG (fig. 4, 10):

$$\Delta p_g = \xi_g \cdot \frac{w_g^2}{2 \cdot g} \cdot \gamma_g \cdot 10^{-4} \quad \text{kgf/cm}^2], \tag{60}$$

$$\xi_g = \left(1 - \frac{S_{\text{mic}}}{S_{\text{mare}}}\right)^2; \quad w_g = w \text{ in } S_{\text{mic}} \tag{61}$$

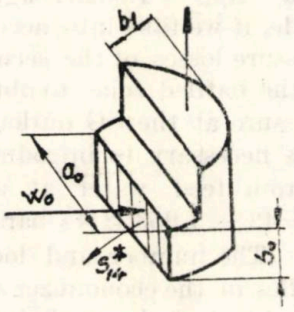


Fig. 9

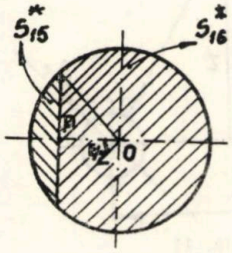


Fig. 10

The overall pressure loss in the economizer zone, calculated:

$$\Delta p_{\text{calc}} = \Delta p_a + \Delta p_{b1} + \left(\frac{n_s}{2} - 1\right)\Delta p_{b2} + \Delta p_{c1} + \left(\frac{n_s}{2} - 1\right)\Delta p_{c2} + \frac{n_s}{2}\Delta p_d +$$

$$+ \left(\frac{n_s}{2} - 1\right)\Delta p_e + \Delta p_f + \Delta p_g \quad [\text{kgf/cm}^2], \tag{62}$$

where: the pressure loss local coefficients; w — secondary carrier velocities (water), (in m/s); γ — water specific weights in various points, in kg/m^3; S — area of the secondary carrier flow-through sections, in m^2; φ, ψ, A, K_D, K_{Re}, C_1, ξ_M — magnitudes which enter the pressure loss local coefficients calculation; $\overline{\Delta}$, ε = relative and absolute roughnesses; d_h — equivalent diameter; n_s — number of baffles.

For the calculation of the pressure losses in group „a" an initial pressure is chosen, P_a of the feed water, this pressure being required for the stabilization of γ_a thus there is an Δp_{chosen}. If Δp_{calc} differs with more than 1 % from Δp_{Chosen} the calculation is resumed with an intermediate value; after several calculation cycles the condition is fulfilled:

$$|\Delta p_{\text{calc}} - \Delta p_{\text{chosen}}| \leqslant 1\,\%. \tag{63}$$

The calculation was performed for 12 baffles and by considering the saturation pressure as 42 bars; thus a computer program was run, with

the following results :

$\Delta p_a = 0{,}000191\,[\text{kgf/cm}^2]$; $\Delta p_{b1} = 0{,}008619\,[\text{kgf/cm}^2]$; $\Delta p_{b2} = 0{,}13679\,[\text{kgf/cm}^2]$

$\Delta p_{c1} = 0{,}00857\,[\text{kgf/cm}^2]$; $\Delta p_{c2} = 0{,}01327\,[\text{kgf/cm}^2]$; $\Delta p_d = 0{,}13413\,[\text{kgf/cm}^2]$

$\Delta p_e = 0{,}05195\,[\text{kgf/cm}^2]$; $\Delta p_f = 0{,}02046\,[\text{kgf/cm}^2]$; $\Delta p_g = 0{,}00083\,[\text{kgf/cm}^2$

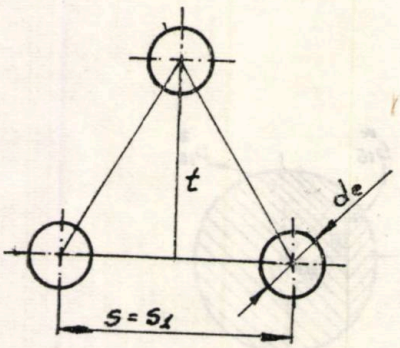


Fig. 11

The total pressure loss in the baffled area : $\Delta p_{ec} = 1.93284$ kgf/cm^2. To conclude, if we take into account only the pressure losses of the secondary carrier in the baffled zone, to obtain the steam pressure at the SG outlet $p = 42$ bars, it is necessary to introduce at the SG bottom feed water at a pressure of $p = 42 + 1.953 \cong 44$ bars.

The number and location of the baffles in the economizer zone can make the object of the optimization calculations, the main effects to be followed being the obtaining of a higher heat transfer in the zone, on the one hand, and the least pressure losses on the other.

The steam generator of a nuclear power plant, PHWR type is characterized by the gravity flow of the secondary carrier. The conditio for the gravity flow of the secondary carrier may be expressed with the relation :

$$H \cdot \gamma_{11\text{apă}} - \gamma_{8-9} \cdot h_{8-9} - \gamma_{10-\text{Ex}} \cdot h_{10-\text{Ex}} - \Delta h[\gamma_{11\text{apă}}(1 - \varphi_A) + \varphi_A \cdot \gamma_{11\text{abur}}] =$$

$$= \Delta p_{10-\text{Ex}} + \Delta p_{\text{Ex}} + \Delta p_{\text{Ex}-11} + \Delta p_{11} + \Delta p_{11-12} + \Delta p_{\text{sep}} + \Delta p_{13-14} +$$

$$+ \Delta p_{14-15} + \Delta p_{15-5} + \Delta p_{5-6} + \Delta p_{7-8} + \Delta p_{8-9}\ [\text{kgf/cm}^2] \qquad (64)$$

where : H, h are the heights between the points given in fig. 1 ; γ — average specific weights for water, steam-water mixture and steam referring to the same points ; Δp — pressure losses for water, mixture and steam in the points in fig. 1 ; φ_A — vacuum coefficient of the water-steam mixture.

The calculation program for the gravity flow whose algorithm is based on the relation (64) can be developed after performing the thermal and hydraulic calculation and after establishing the constructive details — geometry and sizes — ; and thus the calculation of the gravity flow from which the fulfillment of the condition results — relation (64) — is a final verification of the accuracy of the thermo-hydraulic calculation and of the constructive solution chosen.

REFERENCES

1. *N. Dănilă, E. Licsandru,* Rev. roum. sci. techn. — Electrotechn. et Energ. 22, *3*, 1972
2. *I.E. Idelcik, Questionnaire on hydraulic resistances,* Gosenergoizdat, Moscow, 1960.
3. *M.P. Vukalovici,* Water and steam thermodynamic properties, Technical Publishing House, Bucharest, 1967.
4. *L.S. Tong,* Heat transfer by boiling and two-stage flow, Atomizdat, Moscow, 1969.

Metodă pentru calculul proceselor termohidraulice din generatoarele de abur ale centralelor nuclearoelectrice

În lucrare se prezintă o metodă de calcul termohidraulic a generatoarelor de abur din centralele nuclearoelectrice, rezultatele și concluziile aplicării metodei în cazul unui generator de abur pentru o centrală nuclearoelectrică de tipul PHWR.

BULETINUL INSTITUTULUI POLITEHNIC „GHEORGHE GHEORGHIU-DEJ"
BUCUREȘTI
SERIA ELECTROTEHNICĂ
Tomul XLI — 1979, Numărul 3

REȚELE ELECTRICE

C.Z.: 621:316:1:681·3.04/06

ALGORITM ȘI PROGRAM DE CALCUL PENTRU REZOLVAREA REGIMURILOR STAȚIONARE ALE SISTEMELOR ELECTROENERGETICE

H. CRISCIU, M. EREMIA*

După o analiză prealabilă a ecuațiilor nodale și a metodelor clasice de rezolvare a acestora, se prezintă un algoritm pentru soluționarea ecuațiilor nodale, fundat pe „metoda aproximațiilor succesive". Acest algoritm este similar celui utilizat în Analiza Matematică, pentru determinarea funcțiilor implicite.

Neliniarizînd ecuațiile nodale, algoritmul de calcul prezentat asigură o convergență monotonă și rapidă a aproximațiilor succesive ale tensiunilor.

Deosebirea fundamentală dintre acest procedeu de calcul și procedeul Seidel — Gauss, larg răspindit în tehnica de calcul, constă în aceea că aproximațiile succesive (ale tensiunilor) pe care le definește, nu mai sînt afectate de erorile de liniarizare a ecuațiilor nodale, ca în cazul algoritmului Seidel — Gauss. Din această cauză, procesul iterativ al metodei este mai rapid convergent decît procesul iterativ al metodei Seidel-Gauss.

Algoritmul nu comportă calcule laborioase, astfel încît programarea lui este facilă și economică în ceea ce privește memoria calculatorului.

1. Studiul ecuațiilor nodale

Dependența dintre tensiunile nodurilor unei rețele electrice și puterile injectate în aceste noduri se exprimă analitic prin ecuații de tipul:

$$\underline{U}_i^* \sum_{j=1}^{N} \underline{Y}_{ij} \underline{U}_j - \underline{S}_i^* = 0 \ (i = 1, 2, \ldots, N) \tag{1}$$

în care matricea $\underline{Y}$ are următoarele proprietăți:

$$\underline{Y}_{ij} = \underline{Y}_{ji}, \ \underline{Y}_{ii} = -\left(\sum_{j} \underline{Y}_{ij} + \underline{Y}_{i0}\right), \ \det.\ (\underline{Y}_{ij}) \neq 0 \tag{2}$$

Observăm, în prealabil, că un astfel de sistem de ecuații poate de asemenea să nu admită soluții, dacă nu sînt îndeplinite anumite condiții de compatibilitate între vectorul $\underline{S}$ și matricea $\underline{Y}$ (între rețea și puterile injectate în nodurile acesteia).

Spre a ne convinge de cele afirmate, vom considera sistemul de ecuații:

$$\begin{aligned} \underline{Y}_{11}\underline{U}_1^*\underline{U}_1 + \underline{Y}_{12}\underline{U}_1^*\underline{U}_2 - \underline{S}_1^* &= 0 \\ \underline{Y}_{21}\underline{U}_2^*\underline{U}_1 + \underline{Y}_{22}\underline{U}_2^*\underline{U}_2 - \underline{S}_2 &= 0 \end{aligned} \tag{3}$$

Manuscris predat redacției la data de 14 februarie 1979.
* Cercetător ing.; Șef lucrări dr. ing. Catedra Rețele electrice

în care

$$\underline{Y}_{11} = \underline{Y}_{22} \tag{4}$$

care se asociază totdeauna unei rețele cu două noduri și o latură constituită dintr-o linie electrică. Ecuațiile (3) și (4) conduc la relația:

$$\underline{Y}_{12}(\underline{Y}_{11}^*|\underline{U}_1|^2 - \underline{S}_1) = \underline{Y}_{12}^*(\underline{Y}_{11}|\underline{U}_2|^2 - \underline{S}_2^*) \tag{5}$$

din care reținem numai condiția:

$$(|\underline{U}_1|^2 + |\underline{U}_2|^2)G_{12}B_{10} = B_{12}(P_1 + P_2) + G_{12}(Q_1 + Q_2) \tag{6}$$

Întrucît

$$G_{12} > 0, \quad B_{10} > 0$$

rezultă că membrul stîng al egalității (6) va fi totdeuna pozitiv (independent de $\underline{S}_1$, $\underline{S}_2$). În consecință relația:

$$G_{12}(Q_1 + Q_2) + B_{12}(P_1 + P_2) > 0 \tag{7}$$

exprimă o condiție necesară de existență a soluțiilor sistemului (3) (o condiție de compatibilitate între rețea și puterile injectate în noduri).

În concluzie, dacă vectorul $\underline{S}$ este astfel încît (7) nu este satisfăcută, ecuațiile (3) nu admit soluții. Revenind la ecuațiile (1), vom arăta, în cazul în care ele admit soluții, că există o infinitate de soluții avînd modulele respectiv egale.

Considerînd vectorul

$$\underline{V} = \underline{\lambda}\,\underline{U} \tag{8}$$

se obțin formulele:

$$\underline{V}_i^* \sum_{j=1}^{N} \underline{Y}_{ij}\underline{V}_j = |\underline{\lambda}|^2 \underline{U}_i^* \sum_j X_{ij}\underline{U}_j \quad (i = 1, 2, \ldots, N) \tag{9}$$

din care se deduce, în cazul în care vectorul $\underline{U}$ este o soluție a sistemului (1), că vectorul $\underline{V}$ va fi de asemeni o soluție a acestui sistem, dacă λ satisface condiția:

$$|\underline{\lambda}| = 1 \tag{10}$$

Pe de altă parte, dacă $\underline{U}$ și $\underline{V}$ sînt două soluții oarecare ale sistemului (1), rezultă ecuațiile:

$$\sum_j \underline{Y}_{ij}(\underline{V}_i^*\underline{V}_j - \underline{U}_i^*\underline{U}_j) = 0 \ (i = 1, 2, \ldots N) \tag{11}$$

Definind mărimile $\underline{X}_{ij}$ prin intermediul formulelor:

$$\underline{V}_i^*\underline{V}_j - \underline{U}_i^*\underline{U}_j = \underline{X}_{ij}^*\underline{X}_{ij} \ (i, j = 1, 2, \ldots, N) \tag{12}$$

urmează că nici una din perechile $(\underline{X}_i, \underline{X}_j)$ nu poate îndeplini condiția:

$$\underline{X}_i \neq 0, \ \underline{X}_j = 0 \tag{13}$$

Într-adevăr, $\underline{X}_j = 0$, implică formulele:

$$\underline{V}_j^* \underline{V}_j - \underline{U}_j^* \underline{U}_j = 0, \ \underline{V}_i^* \underline{V}_j - \underline{U}_i^* \underline{U}_j = 0 \tag{14}$$

care conduc, succesiv, la egalitățile:

$$|V_j| = |U_j|, \ |V_i| = |U_i| \tag{15}$$

din care ultima este echivalentă cu condiția contradictorie $\underline{X}_i = 0$.

Raționînd pe cale inductivă, se stabilește că mărimile $\underline{X}_i$ sînt: sau toate nule, sau toate diferite de zero. Admițînd cea de a doua alternativă, formulele (11) și (12) implică ecuațiile:

$$\sum_{j=1}^{N} \underline{Y}_{ij} \underline{X}_j = 0 \quad (i = 1, 2, \ldots, N) \tag{16}$$

care în virtutea faptului că matricea $\underline{Y}$ este nesingulară, nu pot fi satisfăcute decît în cazul contradictoriu $\underline{X}_i = 0$, $(i = 1, 2, \ldots, N)$.

Prin urmare, mărimile $\underline{X}_i$, definite de formulele (12) nu pot fi decît nule. În consecință, subzistă relațiile:

$$\underline{V}_i = \underline{\lambda}_i \underline{U}_i, \ |\underline{\lambda}_i| = 1 \quad (i = 1, 2, \ldots, N) \tag{17}$$

care, împreună cu (12), conduc la formulele:

$$\underline{\lambda}_i = \underline{\lambda}_j = \underline{\lambda} \qquad (i, j = 1, 2, \ldots, N)$$

și rezultă următoarea expresie:

$$\underline{V} = \underline{\lambda} \underline{U}, \quad |\underline{\lambda}| = 1 \tag{18}$$

În concluzie, toate soluțiile sistemului (1) au modulele rsspectiv egale și pot fi obținute dintr-una singură prin rotații de aceeași mărime asupra componentelor acesteia.

Pe de altă parte, considerînd expresiile analitice ale puterilor care circulă prin laturile rețelei:

$$\underline{S}_{ij}^* = Y_{ij} (\underline{U}_i - \underline{U}_j) \underline{U}_i^* + \underline{Y}_{0,ij} |\underline{U}_i|^2 \tag{19}$$

constatăm că mărimile $\underline{S}_{ji}$ sînt invariante față de soluțiile sistemului (1).

Prin urmare, vectorul $\underline{S}$ definește în mod univoc puterile $\underline{S}_{ij}$ care circulă prin laturile rețelei (în ipoteza că sînt satisfăcute condițiile de compatibilitate între rețea și puterile injectate în nodurile acesteia).

Remarcăm că printre soluțiile sistemului (1) una singură îndeplinește condiția că argumentul componentei de un anumit ordin i să aibă o valoare predeterminată. În concluzie, ecuațiile (1) definesc în mod univoc vectorul $\underline{U}$, dacă se predetermină faza uneia dintre tensiuni (în ipoteza că sînt satisfăcute condițiile de compatibilitate între rețea și puterile injectate în nodurile acesteia).

În practică, tensiunile din nodurile unei rețele electrice se determină în funcție de valoarea prestabilită a uneia dintre ele (tensiunea nodului de echilibru).

Numerotînd convenabil nodurile rețelei, putem presupune predeterminarea tensiunii $\underline{U}_1$; astfel încît, prin definirea celorlalte tensiuni, vom face abstracție de prima ecuație a sistemului (1).

În ceea ce privește alegerea nodului de echilibru, menționăm că această alegere îndeplinește condiția suplimentară ca $\underline{y}_{11}$ (complementul algebric al lui $\underline{Y}_{11}$) să fie diferit de zero (ceea ce este totdeauna posibil întrucît matricea $\underline{Y}$ este nesingulară). De altfel, existența unei soluții a sistemului (1) implică condiția (mai puternică) ca toți componenții algebrici $\underline{y}_{ii}$ să fie diferiți de zero (ca orice nod al rețelei să poată fi considerat ca nod de echilibru).

În cazul în care se fixează tensiunea $\underline{U}_1$, atunci ecuațiile rămase pot defini mai multe soluții dacă nu se impun anumite condiții suplimentare care să permită alegerea uneia dintre ele. Această situație se datorește faptului că ecuațiile nodale sînt ecuații algebrice de gradul II. Diferitele soluții posibile conduc (prin intermediul primei ecuații) la diferite valori pentru puterea $\underline{S}_1$ injectată în nodul de echilibru (deci la diferite valori pentru pierderile totale de putere în rețea). Această aserțiune rezultă din proprietatea că vectorul $\underline{S}$ determină în mod univoc vectorul $\underline{U}$, dacă se prestabilește faza uneia din tensiuni.

2. Descrierea noului algoritm

Făcîndu-se notația:

$$\underline{A}_i = \sum_{j \neq i} \underline{Y}_{ij}\, \underline{U}_j, \qquad (i = 2, \ldots, N) \tag{20}$$

ecuațiile (1) pot fi scrise sub forma:

$$\underline{A}_i\, \underline{U}_i^* + \underline{Y}_{ii}\, |\underline{U}_i|^2 - \underline{S}_i^* = 0 \qquad (i = 2, \ldots, N) \tag{21}$$

care se explicitează în domeniul real în sistemul de ecuații:

$$\begin{aligned} A_i' U_i' + A_i'' U_i'' + G_{ii} |U_i|^2 &= P_i \\ A_i'' U_i' - A_i' U_i'' + B_{ii} |U_i|^2 &= -Q_i \end{aligned} \qquad (i = 2, \ldots, N) \tag{22}$$

din care se deduc relaţiile :

$$|\underline{Y}_{ii}|^2 |\underline{U}_i|^4 - [|\underline{A}_i|^2 + 2(G_{ii} P_i - B_{ii} Q_i)] |\underline{U}_i|^2 + |\underline{S}_i|^2 = 0 \quad (23)$$

$$U_i' = |\underline{A}_i|^{-2} [(A_i' P_i - A_i'' Q_i) - (A_i' G_{ii} + A_i'' B_{ii}) |\underline{U}_i|^2]$$
$$U_i'' = |\underline{A}_i|^{-2} [(A_i' Q_i + A_i'' P_i) + (A_i' B_{ii} - A_i'' G_{ii})| \underline{U}_i|^2] \quad (24)$$

$$\arg(\underline{U}_i) = \operatorname{arctg} \left[\frac{\left(Q_i + \frac{A_i''}{A_i'} P_i\right) + \left(B_{ii} - \frac{A_i''}{A_i'} G_{ii}\right) |\underline{U}_i|^2}{\left(P_i - \frac{A_i''}{A_i'} Q_i\right) - \left(G_{ii} + \frac{A_i''}{A_i'} B_{ii}\right) |\underline{U}_i|^2} \right] \quad (25)$$

Ecuaţia (23) defineşte două soluţii $|\underline{U}_i|^2$, astfel încît aceea care corespunde semnului + în faţa radicalului este mai mare. Observăm că rădăcina mai mare a ecuaţiei (23) este stabilă în următorul sens : atunci cînd $\underline{S}_i \to 0$, această rădăcină converge către valoarea $|\underline{U}_i|^2 = \frac{|\underline{A}_i|^2}{|\underline{Y}_{ii}|^2}$, şi corespunzătoare ecuaţiei

$$\underline{A}_i + \underline{Y}_{ii} \underline{U}_i = 0 \quad (26)$$

Pe de altă parte, (23) poate fi scrisă în forma :

$$Q_i^2 + 2(B_{ii} |\underline{U}_i|^2) Q_i + [|\underline{Y}_{ii}|^2 |\underline{U}_i|^4 - (|\underline{A}_i|^2 + 2P_i G_{ii}) |\underline{U}_i|^2 + P_i^2] = 0 \quad (27$$

şi defineşte, în cazul în care se impune $|\underline{U}_i|$, două soluţii pentru puterea reactivă Q_i. Soluţia care corespunde semnului + în faţa radicalului este mai mare.

Pe de altă parte, formulele (24) conduc la expresiile :

$$\frac{\partial U_i'}{\partial Q_i} = -\frac{A_i''}{|\underline{A}_i|^2}, \quad \frac{\partial U_i''}{\partial Q_i} = \frac{A_i'}{|\underline{A}_i|^2} \quad (28)$$

iar datele iniţiale sînt astfel încît aceste derivate sînt pozitive. Urmează că $\underline{U}_i$ este o funcţie crescătoare de Q_i. Prin urmare, rădăcina mai mare a ecuaţiei (27) va determina o tensiune $\underline{U}_i$ al cărui modul va fi totdeauna cel puţin egal cu modulul tensiunii determinate de cealaltă rădăcină.

Formulele care stabilesc, prin recurenţă, aproximaţiile succesive ale soluţiei ecuaţiilor (21) diferă în funcţie de tipul nodului (consumator sau generator).

Relaţiile :

$$\underline{A}_i^{(n)} = \sum_{j=1}^{i-1} \underline{Y}_{ij} \underline{U}_j^{(n+1)} + \sum_{j=i+1}^{N} \underline{Y}_{ij} \underline{U}_j^{(n)} \qquad (i = 2, \ldots, N) \quad (29)$$

sînt comune ambelor situaţii.

În cazul nodurilor cu $\underline{S}_i$ dat, iteraţiile tensiunilor sînt definite de ecuaţiile :

$$|\underline{Y}_{ii}|^2 |\underline{U}_i^{(n+1)}|^4 - [|\underline{A}_i^{(n)}|^2 + (G_{ii} P_i - B_{ii} Q_i)] |\underline{U}_i^{(n+1)}|^2 + |\underline{S}_i|^2 = 0 \quad (30)$$

$|\underline{U}_i^{(n+1)}|^2$ — fiind soluţia corespunzătoare semnului + în faţa radicalului.

$$U_i^{(n+1)'} = |\underline{A}_i^{(n)}|^{-2} [(A_i^{(n)'} P_i - A_i^{(n)''} Q_i) - (A_i^{(n)'} G_{ii} + A^{(n)''} B_{ii}) |\underline{U}_i^{(n+1)}|^2] \quad (31)$$

$$U_i^{(n+1)''} = |\underline{A}_i^{(n)}|^{-2} [(A_i^{(n)'} Q_i + A_i^{(n)''} P_i) + (A_i^{(n)'} B_{ii} - A_i^{(n)''} G_{ii}) |\underline{U}_i^{(n+1)}|^2] \quad (32)$$

În cazul nodurilor cu $\underline{U}_i$ dat şi limite pentru puterea reactivă, iteraţiile tensiunilor sînt definite de ecuaţiile :

$$Q_i^{(n+1)^2} + 2(B_{ii} |\underline{U}_i|^2) Q_i^{(n+1)} + [\underline{Y}_{ii}|^2 |\underline{U}_i|^4 - (|\underline{A}_i^{(n)}|^2 + 2P_i G_{ii}) |\underline{U}_i|^2 + P_i] = 0 \quad (33)$$

$$Q_{i\,\min} < Q_i^{(n+1)} < Q_{i\,\max}$$

în care : $Q_i^{(n+1)}$ este soluţia corespunzătoare semnului + în faţa radicalului la rezolvarea ecuaţiei.

$$U_i^{(n+1)'} = |\underline{A}_i^{(n)}|^{-2} [A_i^{(n)'} P_i - A_i^{(n)''} Q_i^{(n+1)}) - (A_i^{(n)'} G_{ii} + A_i^{(n)''} B_{ii}) |\underline{U}_i|^2] \quad (34)$$

$$U_i^{(n+1)''} = |\underline{A}_i^{(n)}|^{-2} [(A_i^{(n)'} Q_i^{(n+1)} + A_i^{(n)''} P_i) + (A_i^{(n)'} B_{ii} - A_i^{(n)''} G_{ii} |\underline{U}_i|^2] \quad (35)$$

Dacă $Q_i^{(n+1)}$ nu satisface restricţia impusă de limitele puterii reactive în nodul respectiv, atunci iteraţia $\underline{U}_i^{(n+1)}$ va fi definită de formulele (30)—(32) în care Q_i are valoarea uneia din cele două limite impuse (a celei mai apropiate de $Q_i^{(n+1)}$). Prin urmare, pornind de la vectorul tensiunilor iniţiale $\underline{U}^{(0)}$, procesul iterativ al acestei metode este definit de ecuaţiile (29)—(35). Acest proces iterativ, în general convergent, este astfel încît şirul $\underline{U}^{(n+1)} - \underline{U}^{(n)}$ converge monoton către zero.

Accelerarea convergenţei procesului se realizează prin intermediul unor factori de accelerare complecşi, care variază în funcţie de nodurile reţelei şi de stadiile procesului.

În evoluţia procesului iterativ al tensiunilor, distingem următoarele stadii :

Stadiul I — definit de condiţia $\|\underline{U}^{(n)} - \underline{U}^{(n-1)}\|_\infty > 0{,}7$

Stadiul II — definit de condiţia $0{,}05 < \|\underline{U}^{(n)} - \underline{U}^{(n-1)}\|_\infty < 0{,}7$

Stadiul III — definit de condiţia $0{,}005 < \|\underline{U}^{(n)} - \underline{U}^{(n-1)}\|_\infty < 0{,}05$

Stadiul IV — definit de condiţia $\|\underline{U}^{(n)} - \underline{U}^{(n-1)}\|_\infty \leqslant 0{,}005$

Salturile procesului (întreruperile mersului normal al iteraţiilor) se stabilesc pe baza unor etape premergătoare, constituite din cîte un număr de iteraţii normale ale procesului. Numărul iteraţiilor unei etape variază şi el în funcţie de stadiul procesului, dar nu este niciodată mai mic de 10. Astfel, prima etapă include cel mult 30 de iteraţii ,sau numărul de iteraţii care îndeplineşte condiţia $\|\underline{U}^{(m)} - \underline{U}^{(m-1)}\|_\infty \leqslant 0{,}7$. Etapa a doua include şi ea cel mult 30 de iteraţii, sau numărul de iteraţii care îndeplineşte condiţia $\|U^{(m)} - U^{(m-1)}\|_\infty \leqslant 0{,}05$. Etapa a treia include cel mult 20 iteraţii, sau numărul de iteraţii care îndeplineşte condiţia $\|U^{(m)} - U^{(m-1)}\|_\infty \leqslant 0{,}005$. Următoarele etape, pînă la satisfacerea testului de convergenţă a procesului, includ cel mult 20 de iteraţii.

Prin urmare, procesul iterativ al tensiunilor este segmentat în etape (conţinînd cîte un număr variabil de iteraţii) succedate de salturi.

Determinarea unui salt se realizează pe baza a trei iteraţii succesive care încheie etapa premergătoare saltului. Se definesc factorii de accelerare complecşi $\underline{\lambda}$, conform formulelor

$$\underline{\lambda}_i = \frac{\underline{U}_i^{(m+2)} - \underline{U}_i^{(m+1)}}{\underline{U}_i^{(m+1)} - \underline{U}_i^{(m)}} \qquad (i = 2, \ldots, N) \tag{36}$$

Pentru nodurile care îndeplinesc condiţia

$$|\underline{\lambda}_i| < 1 \tag{37}$$

se aproximează mersul ulterior al procesului iterativ cu o progresie geometrică avînd raţia $\underline{\lambda}_i$. În consecinţă, pentru aceste noduri se aproximează soluţia $\underline{\overline{U}}_i$ cu valoarea :

$$\underline{\overline{U}}_i = \underline{U}_i^{(m)} + \frac{\underline{U}_i^{(m+1)} - \underline{U}_i^{(m)}}{1 - \underline{\lambda}_i} \tag{38}$$

Pentru nodurile care nu îndeplinesc condiţia (37) se corectează modulul factorului de accelerare, astfel încît să fie satisfăcută condiţia menţionată. Corecţia factorului de accelerare $\underline{\lambda}_i$ se face în funcţie de valoarea modulului său. Însemnînd cu $\underline{\hat{\lambda}}_i$ factorul de accelerare corectat, s-au stabilit următoarele valori pentru $|\underline{\lambda}_i|$, corespunzătoare unor trepte de variaţie ale lui $|\underline{\hat{\lambda}}_i|$:

$$|\underline{\hat{\lambda}}_i| = 0{,}950, \text{ dacă } |\underline{\lambda}_i|^2 \geqslant 1{,}2$$

$$|\underline{\hat{\lambda}}_i| = 0{,}975, \text{ dacă } 1{,}01 \leqslant |\underline{\lambda}_i|^2 < 1{,}2$$

$$|\underline{\hat{\lambda}}_i| = 0{,}985, \text{ dacă } 1{,}001 \leqslant |\underline{\lambda}_i|^2 < 1{,}01$$

$$|\underline{\hat{\lambda}}_i| = 0{,}999, \text{ dacă } 1 \leqslant |\underline{\lambda}_i|^2 < 1{,}001$$

Prin urmare, corecția nu afectează și argumentul factorului de accelerare, adică subzistă relația :

$$\arg\cdot(\hat{\underline{\lambda}}_i) = \arg(\underline{\lambda}_i) \tag{39}$$

În continuare, se aproximează soluția $\overline{\underline{U}}_i$ cu valoarea :

$$\overline{\underline{U}}_i = U_i^{(m)} + \frac{U_i^{(m+1)} - U_i^{(m)}}{1 - \hat{\underline{\lambda}}_i} \tag{40}$$

Procesul iterativ se încheie la iterația care satisface testul de convergență admis.

3. Prezentarea programului

Datele inițiale sînt de două categorii : date care definesc rețeaua și date care definesc regimul. Prima categorie include date care exprimă mărimi aferente rețelei, pe care le vom numi parametrii rețelei, și date care exprimă structura rețelei pe care le vom numi indicii rețelei.

Parametrii rețelei, utilizați de program, sînt următorii : rezistențele, reactanțele și susceptanțele capacitive ale liniilor și autotransformatoarelor. Pe baza acestor parametri, se determină elementele nenule ale matricei Y.

Indicii rețelei, utilizați de program, se referă la :

— numerotarea nodurilor, care este arbitrară ;

— desemnarea nodurilor de tip generator (în care se impune modulul tensiunii) ;

— desemnarea liniilor și autotransformatoarelor ;

— numărul nodurilor, al nodurilor de tip generator și al autotransformatoarelor.

Pe baza acestor indici, programul stabilește corelația existentă în memoria calculatorului între locația admitanței $\underline{Y}_{ij}$ și locația tensiunii $\underline{U}_j$.

Datele care definesc regimul sînt următoarele :

— puterile active și reactive injectate în nodurile rețelei ;

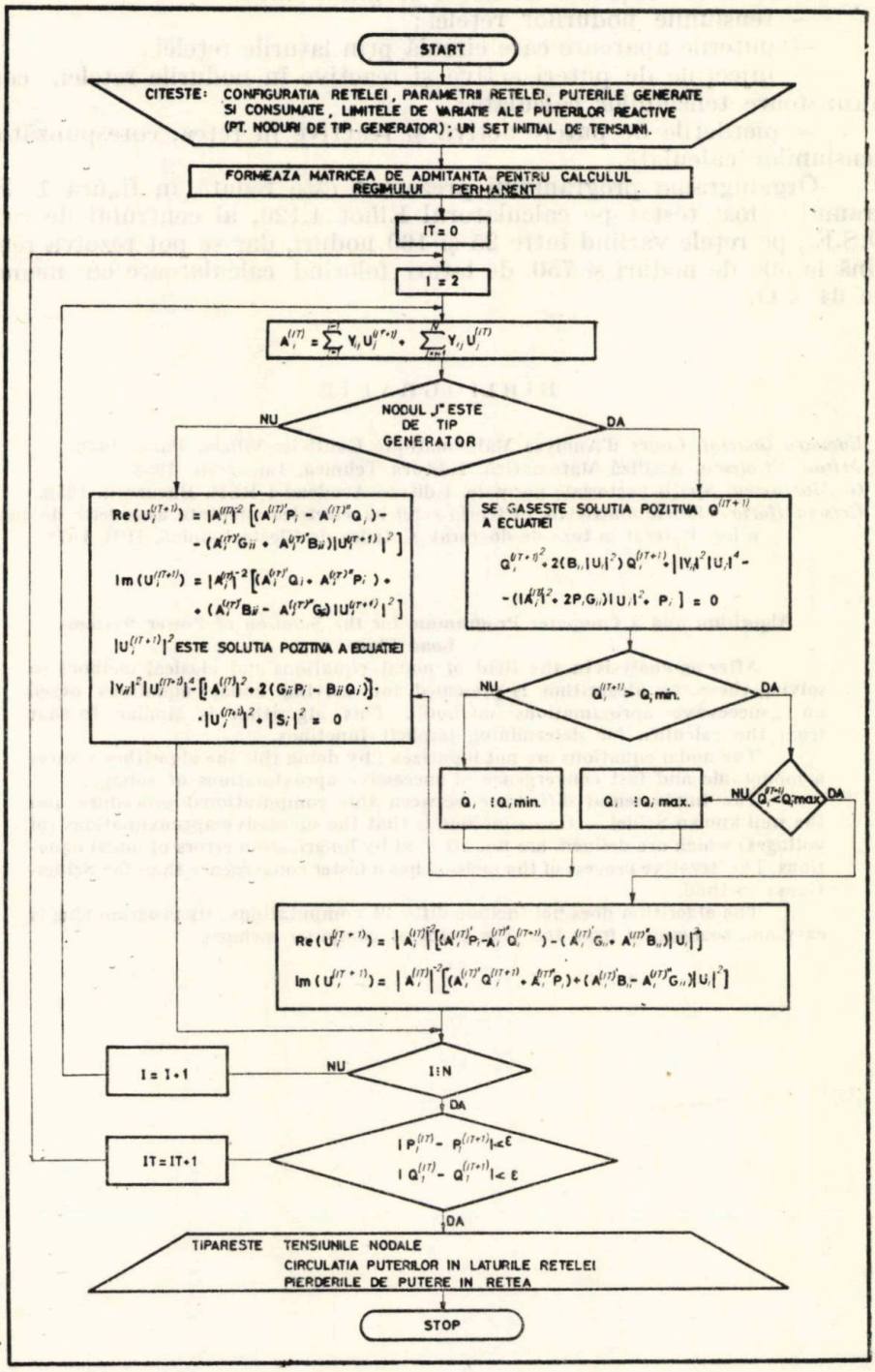
— limitele de putere reactivă aferente nodurilor de tip generator ;

— modulele tensiunilor în nodurile de tip generator ;

— tensiunea nodului de echilibru (numerotat cu 1).

Înainte de a începe iterațiile, programul verifică pentru fiecare nod de tip generator ,dacă limitele puterii reactive sînt incompatibile cu modulul impus tensiunii ; și, în caz afirmativ, nodul respectiv este trecut în categoria nodurilor de tip consumator. Apoi, pornind de la valorile inițiale atribuite tensiunilor, programul parcurge succesiv și în mod ciclic ecuațiile nodale (începînd cu ecuația nodului 2) și determină conform algoritmului prezentat anterior, iterațiile succesive ale soluției acestor ecuații. Criteriul de convergență a procesului iterativ, utilizat de program, este exprimat de relațiile :

$$|P_1^{(n+1)} - P_1^{(n)}| < \varepsilon, \quad |Q_1^{(n+1)} - Q_1^{(n)}| < \varepsilon \tag{41}$$


START
CITESTE: CONFIGURATIA RETELEI, PARAMETRII RETELEI, PUTERILE GENERATE SI CONSUMATE, LIMITELE DE VARIATIE ALE PUTERILOR REACTIVE (PT. NODURI DE TIP GENERATOR); UN SET INITIAL DE TENSIUNI.
FORMEAZA MATRICEA DE ADMITANTA PENTRU CALCULUL REGIMULUI PERMANENT
IT = 0
I = 2
NODUL I ESTE DE TIP GENERATOR
NU
DA
SE GASESTE SOLUTIA POZITIVA A ECUATIEI
|U_i^(IT+1)|^2 ESTE SOLUTIA POZITIVA A ECUATIEI
Q_i^(IT+1) > Q_i min.
NU
DA
Q_i = Q_i min.
Q_i = Q_i max.
Q_i^(IT+1) < Q_i max
I = I + 1
I = N
IT = IT + 1
|P_i^(IT) - P_i^(IT+1)| < ε
|Q_i^(IT) - Q_i^(IT+1)| < ε
TIPARESTE TENSIUNILE NODALE
CIRCULATIA PUTERILOR IN LATURILE RETELEI
PIERDERILE DE PUTERE IN RETEA
STOP

Rezultatele obţinute de acest program sînt :

— tensiunile nodurilor reţelei ;

— puterile aparente care circulă prin laturile reţelei ;

— injecţiile de puteri active şi reactive în nodurile reţelei, corespunzătoare tensiunilor calculate ;

— pierderile de putere activă şi reactive în reţea, corespunzătoare tensiunilor calculate.

Organigrama programului prezentat este redată în figura 1. Programul a fost testat pe calculatorul Elliot 4.120, al centrului de calcul D.S.E., pe reţele variind între 25 şi 160 noduri, dar se pot rezolva reţelei pînă la 500 de noduri şi 750 de laturi folosind calculatoare cu memorie de 64 k.O.

BIBLIOGRAFIE

1. *Edouard Goursat*, Cours d'Analyse Mathématique Gauthier-Villars. Paris, 1943.
2. *Miron Nicolescu*, Analiză Matematică. Editura Tehnică, Bucureşti, 1958.
4. *G. Marinescu*, Spaţii vectoriale normale. Editura Academiei RSR, Bucureşti, 1956.
3. *Crisciu Horia*, Modele matriciale în teoria reţelelor electrice adaptate metodelor de analiză a lor. Referat la teza de doctorat. Catedra de Electrotehnică, IPB, 1974.

Algorithm and a Computer Programme for the Solution of Power Systems Load Flow

After an analysis in the field of nodal equations and clasical methods in solving these, an alogorithm is presented for solving nodal equations based on „successive aproximations method''. This algorithm is similar to that from the calculus, for determining implicit functions.

The nodal equations are not liniarized ; by doing this the algorithm assures a monotonic and fast convergence of successive aproximations of voltages.

The fundamental difference between this computational procedure and the well known Seidel — Gauss method is that the successive approximations (of voltages) which are defined, are not affected by liniarization errors of nodal equations. The iterative process of the method has a faster convergence than the Seidel-Gauss method.

The algorithm does not include difficult computations ; its programming is easy and economical from the view point of computer memory.

BULETINUL INSTITUTULUI POLITEHNIC „GHEORGHE GHEORGHIU-DEJ"
BUCUREȘTI
SERIA ELECTROTEHNICĂ
Tomul XLI — 1979, Numărul 3

C.Z.: 621.3.06

SOME CONTRIBUTIONS TO THE STUDY OF THE CHARACTERISTICS OF THE PHASE-TO-GROUND AND THE PHASE-TO-PHASE SWITCHING SURGES IN 400 kV SYSTEMS

RADU ENACHE*

The present paper brings some contributions to the study of the statistical characteristics of the phase-to-ground and phase-to-phase switching surges, of their components and of the correlations between these latter. On the basis of some results obtained in the romanian 400 kV system, it draws conclusions concerning the mean value, standard deviation and the distribution of the overvoltages, both over and below the time axis. It is also, studied the correlation between the phase-to-ground and phase-to-phase overvoltages.

The present paper brings some contributions to the study of the statistical characteristics of the phase-to-ground and phase-to-phase switching surges, of their components and of the correlation between these latter. The study has been carried out on the basis of the results obtained following some tests performed on the Romanian 400 kV system. For the analysis of the results obtained as well as for the comparison with the results obtained by other authors, the CIGRE 33—02 methodology and criteria have been used [1]. The crest voltages and their simultaneous components have been estimated.

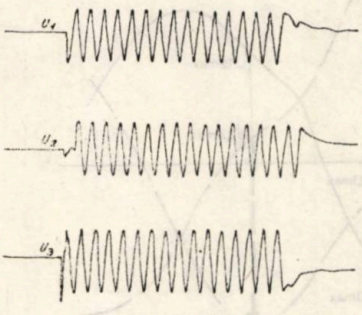


Fig. 1. Overvoltages recorded upon switching on the line.

The system under consideration. The results obtained by ICEMENERG on a 74 km long, 400 kV line have been analysed. The overvoltages have been obtained by switching on the line at one end, while the other one was open. Oscillograms have been recorded at the far open end of the line. The results of a number of 20 tests have been analysed. Fig. 1 represents an oscillogram.

The characteristics of the line are: active conductors 2 × 450 mm² Al; two protection conductors 190/195 mm² 01A1,

Manuscript received 1 June 1979

* As. eng. Electrical Networks Chair

conected to the poles; $X_d = 23{,}865\ \Omega$; $X_h = 48{,}84\ \Omega$; $Z_{cd} = 281{,}66\ \Omega$; $Z_{ch} = 468{,}05\ \Omega$; $\beta_d = 4{,}487°$; $\beta_h = 5{,}55°$.

Method used for the investigation of the oscillograms. Results

The estimation of the results yielded by the tests has been made by assuming that the overvoltage amplitude is the most important parameter for the stress acting upon the insulation and that the breakdown of an insulation between two electrodes is influenced not only by the voltage that exists between these two electrodes, but also by the voltages as against the neighbouring electrodes. It has been assumed that both polarities are generated with the same frequency.

In order to obtain as large as possible a number of useful measured values, the maximum value of each phase has been evaluated, both over and below the time axis, thus obtaining a number of six phase-to-ground voltages.

The highest value of the voltage on a phase, no matter whether it occurs above the time axis, will be denoted by „Max". The highest value occurring on the same phase, but having a polarity contrary to the value „Max" will be denoted by „max".

The reference voltage has been considered to be the crest value of the phase-to-ground voltage at the frequency of the system closely preceding a switching over operation or a switching over cycle. The reference voltage has been measured at the point where the overvoltages have been read. The ratio between the overvoltage crest value and the reference voltage has been considered as overvoltage factor.

According to figs. 2 and 3 the oscillograms yielded the maximum overvoltage factors on the phase and the simultaneous values of the vol-

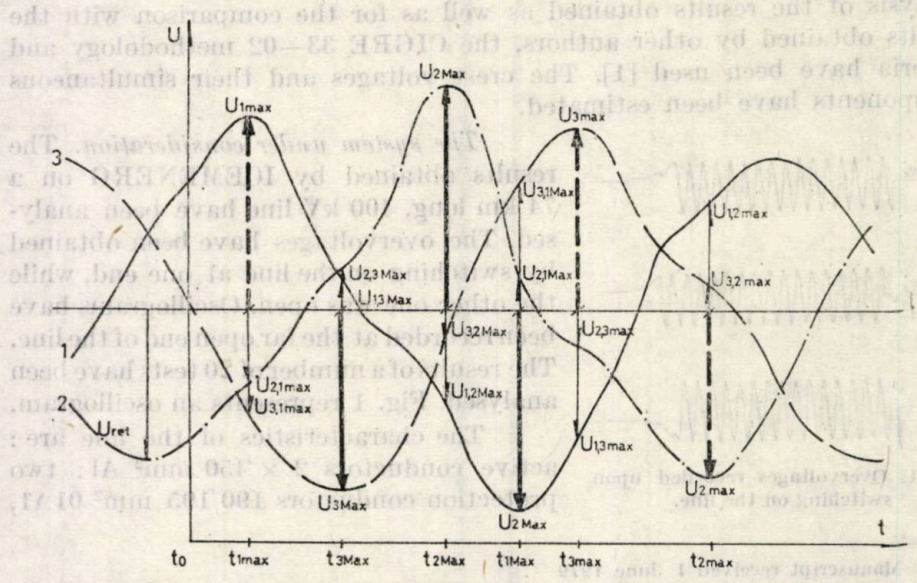


Fig. 2. Method used for the estimation of the overvoltages on the phase.

Evalueted values

FENOMENA NR.	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15	16	17	18	19	20
U_1 Max (r.v.)	1,29	1,37	−1,26	−1,51	1,33	1,27	−1,23	−1,19	1,38	1,39	1,21	1,19	−1,5	−1,15	−1,21	1,25	1,29	−1,27	−1,16	−1,29
U_2 Max (r.v.)	−1,23	−1,16	−1,24	−1,32	−1,47	1,18	−1,03	−1,16	−1,28	1,03	1,09	−1,23	1,19	−1,06	−1,28	−1,48	−1,44	−1,41	1,52	1,24
U_3 Max (r.v.)	1,41	1,18	1,58	1,25	1,26	−2,07	−1,4	1,57	1,17	1,22	−1,2	1,65	−1,27	1,36	1,09	−1,18	1,41	−1,58	−1,48	−1,23
U_1 max (r.v.)	−1,06	−1,03	1,04	1,31	−1,01	−0,95	1,11	0,94	−1,33	−1,16	−1,03	−1,09	1,13	1,06	1,05	−1,1	−1,08	1,22	1,06	1,16
U_2 max (r.v.)	1,17	0,88	1,17	1,13	1,05	−0,9	1,01	1,11	1,15	−1,02	−1	0,92	−1	0,88	1,24	1,08	1,22	−1 09	−1,12	−1,13
U_3 max (r.v.)	−1,3	−0,94	−1,19	−1,04	−1,23	0,92	1,06	−1,05	−1,02	−1,1	1,02	−1,09	1,19	−1,13	−1,06	1	−1,07	1	1,29	−1,15

Calculated Values

U_{12} Max (r.v.)	−2,02	−2,0	−2,18	−2,09	−2,47	1,97	1,83	1,77	1,97	−1,97	2,00	1,83	−2,06	−2,11	−2,08	−2,49	−2,56	2,52	2,39	2,28
U_{23} Max (r.v.)	−2,3	2,18	−1,96	2,3	−2,21	−2,24	−1,87	1,97	2,06	2,15	−2,28	2,13	−2,22	2,04	2,05	−2,25	2,45	−2,85	1,85	1,97
U_{31} Max (r.v.)	1,67	−1,78	−2,17	−2,17	−1,99	2,28	2,05	1,88	2,31	2,11	1,89	2,11	2,09	2,07	−2,08	2,18	−2,27	1,46	−2,03	−2,12

WHERE : $U_{ijMax} = U_{j,ijMax} - U_{i,ijMax}$; ij = 12,23, 31

α_{12}	0,43	0,32	0,48	0,39	0,46	0,49	0,45	0,44	0,43	0,48	0,48	0,49	0,50	0,49	0,47	0,40	0,50	0,49	0,43	0,47
α_{23}	0,48	0,44	0,47	0,46	0,49	0,47	0,42	0,41	0,49	0,44	0,48	0.46	0,46	0,49	0,40	0,47	0,42	0,44	0,46	0,48
α_{13}	0,32	0,44	0,36	0,46	0,49	0,45	0,48	0,47	0,43	0,49	0,39	0,44	0,44	0,48	0,49	0,48	0,44	0,24	0,37	0,42

WHERE : $\alpha_{ij} = \text{Min}\left(\frac{U_{i,ijMax}}{U_{ijMax}} ; \frac{U_{j,ijMax}}{U_{ijMax}}\right)$; ij = 12, 23, 31

M_{12}	1,57	1,46	1,73	1,38	1,68	1,55	1,49	1,49	1,43	1,42	1,65	1,49	1,37	1,83	1,63	1,68	1,78	1,79	1,57	1,77
M_{23}	1,63	1,85	1,24	1,74	1,5	1,08	1,33	1,25	1,61	1,76	1,9	1,29	1,75	1,5	1,6	1,52	1,70	1,8	1,22	1,59
M_{31}	1,18	1,3	1,37	1,43	1,44	1,1	1,46	1,2	1,67	1,52	1,56	1,28	1,39	1,52	1,72	1,74	1,61	0,92	1,37	1,64

WHERE : $M_{ij} = \left| \frac{U_{ijMax}}{\text{Max}\,(U_{iMax} ; U_{jMax}} \right|$; ij = 12, 23 31

tages on the other phases, as well as the components of the phase-to-phase overvoltage factors and the simultaneous values of the voltage on the third phase.

For the study of the phase-to-phase overvoltages and that of the correlation between their components, the phase-to-phase overvoltage factors occurring simultaneously with the maximum overvoltages on the phase, as well as the phase-to-phase overvoltage factors have been calcu-

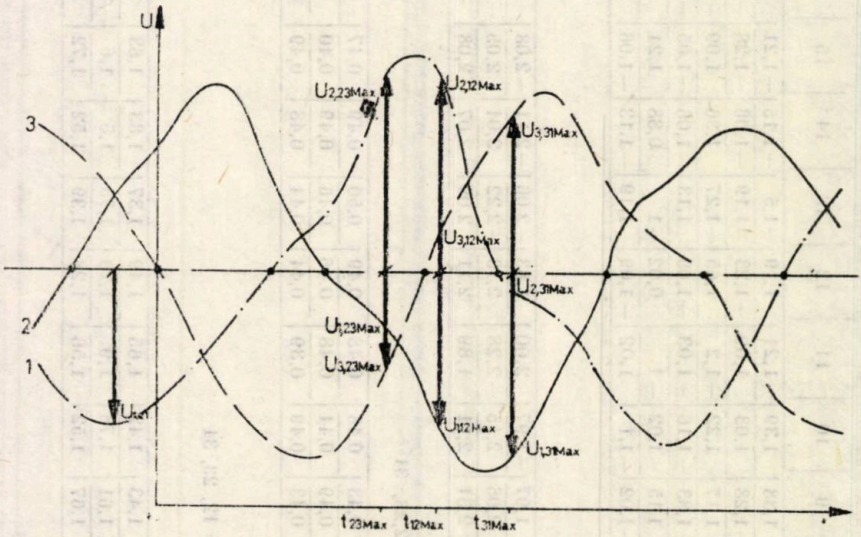


Fig. 3. Method for the estimation of the phase-to-phase overvoltages.

lated. The M ratio between the phase-to-phase overvoltage factor and the maximum phase-to-ground overvoltage factor of the two corresponding phases, as well as the α ratio between the smallest component of the phase-to-phase overvoltage and the maximum phase-to-phase overvoltage have been calculated in absolute value. The main results and the method of calculation are given in Appendix 1.

The study of the statistical characteristics of the phase-to-ground and phase-to-phase overvoltages

For the values yielded by the recorded oscillograms the mean value and the standard deviation [2] have been determined. The following results have been obtained for the phase-to-ground overvoltages :

Phase	1		2		3	
Mean value (relative values)	Max	max	Max	max	Max	max
	1,289	1,096	1,252	1,063	1,378	1,092
Standard deviation (r.v.)	0,102	0,101	0,149	0,109	0,230	0,105
%	7,98	9,28	11,96	10,31	16,72	9,68

For the phase-to-phase overvoltages the following results have been obtained :

Phases	12	23	31
Mean value (relative values)	2,129	2,166	2,035
Standard deviation (relative values)	0,242	0,225	0,211
(%)	11,38	10,39	10,38

The mean values together with the standard deviations for all maximum overvoltages, both positive and negative, in absolute values, have also been calculated :

Phases	1	2	3
	Max + max	Max + max	Max + max
Mean value (in absolute values)	1,192	1,157	1,235
Standard deviation (relative values)	0,141	0,161	0,228
(%)	11,82	13,90	18,50

Taking into account the homogeneous character, from a statistical viewpoint, of the set of overvoltages on the three phases, the mean values and the standard deviations on the three phases have been determined :

Phases	1, 2 and 3			12, 23 and 31
	Max	max	Max + max	
Mean value (relative values)	1,306	1,084	1,195	2,11
Standard deviation (relative values)	0,174	0,105	0,181	0,229
(%)	13,38	9,68	15,22	10,88

For the resulting values the hypothesis of the normal distribution of the phase-to-ground and phase-to-phase overvoltage coefficients has been verified. The χ^2 test has been applied [3] and a 0,05 risk has been taken into consideration.

The distribution of the overvoltage coefficients U_{1Max}, U_{2Max}, U_{3Max}, U_{1max}, U_{2max}, U_{3max}, as well as U_{12}, U_{23}, U_{31} is normal. As shown in [2] the distributions of both the phase-to-ground and phase-to-phase overvoltage coefficients, for the three phases together, are normal. Likewise, the Max and max overvoltage coefficients taken together, on one phase, and their total on the three phases, are normally distributed. Figures 4, 5 and 6 show the distribution density curves that have obtained.

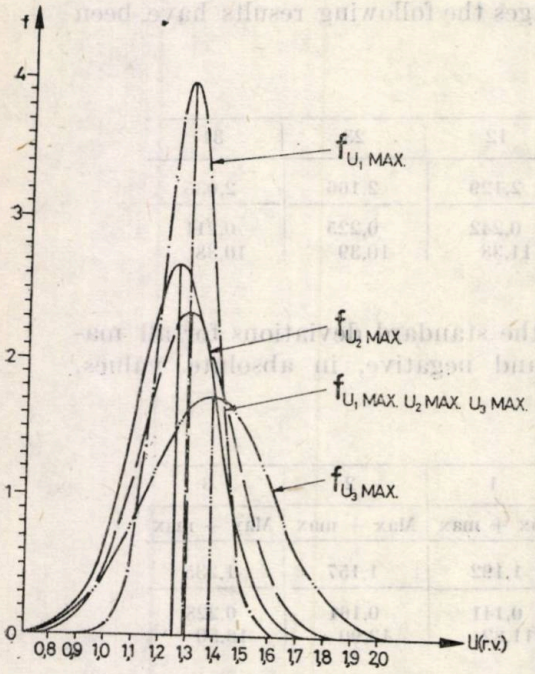


Fig. 4. Distribution of the maximum overvoltage density curves, on the phase U_{1Max}, U_{2Max}, U_{3Max} and on the three phases together.

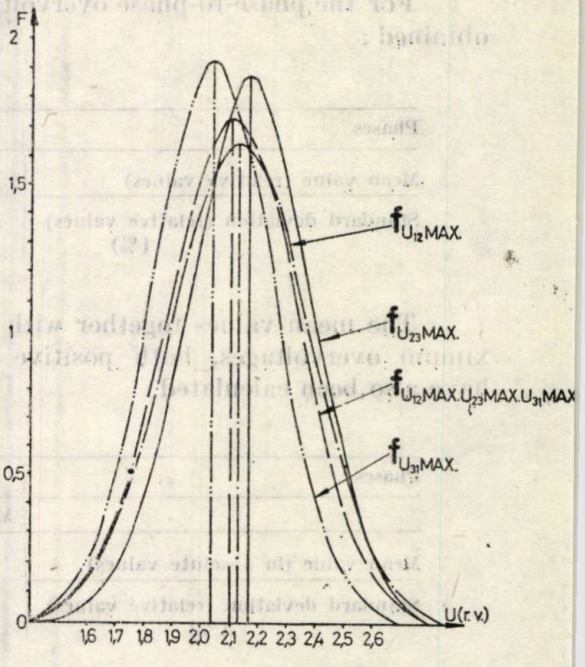


Fig. 5. Distribution density curves of the phase-to-phase maximum overvoltage coefficients, $U_{12\,Max}$, $U_{23\,Max}$, $U_{31\,Max}$ and for the coefficients taken together.

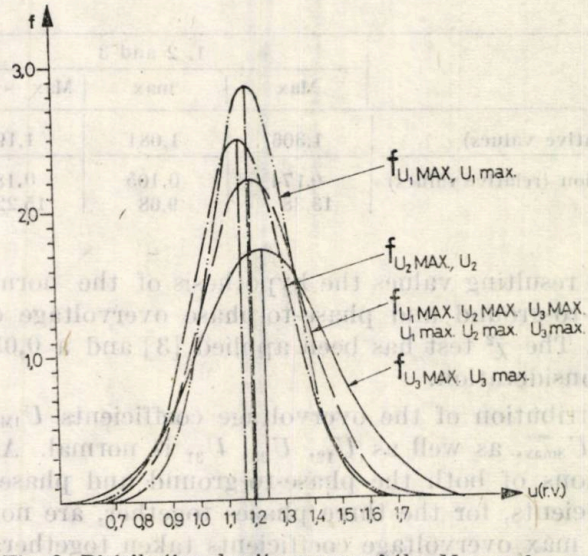


Fig. 6. Distribution density curves of the Max and max overvoltage coefficients on the phase, and of the Max and max coefficients on the three phases taken together.

The study of the correlations between the phase-to-ground and the phase-to-phase maximum overvoltage coefficients

The statistical characteristics of the α and M coefficients have been calculated as shown in the table :

Phases	α			M		
	1–2	2–3	3–1	1–2	2–3	3–1
Mean value (relative values)	0,45	0,46	0,43	1,59	1,54	1,42
Standard deviation (relative values)	0,045	0,027	0,065	0,145	0,237	0,215
(%)	10,00	5,67	15,11	9,12	15,39	15,14

By applying a check-up test concerning the normal character of the distribution of the α and M coefficients, it has been found that they were normal.

The following correlations have been examined : between the α coefficients and the overvoltages between the corresponding phases, in absolute value ; between the M coefficients and the highest phase-to-ground overvoltage, on the respective phases, in absolute value. The correlation coefficients r that hawe been obtained are :

α_{ij}, $U_{ij\,Max}$	1–2	2–3	3–1
r	0,210	−0,012	0,626
M_{ij}, Max (U_{iM} ; U_{jM})	1–2	2–3	3–1
r	−0,098	−0,419	−0,034

It should be noticed that practically, there is no correlation. The following correlations for all three phases taken together have also been studied : between the M coefficients and the phase-to-phase overvoltages, in absolute value ; between the α and M coefficients.

$$\alpha_{ij},\ M_{ij}\ r = 0{,}404, \text{ where } ij = 12,\ 23,\ 34$$

$$M_{ij},\ |U_{ij\,Max}|\ r = 0{,}595$$

Practically, for α and M there is no correlation. It can be appreciated that between the M coefficients and the maximum phase-to-phase overvoltages, in absolute value, for all three phases taken together, there is a correlation.

The regression curve for M_{ij}, $|U_{ij\,Max}|$ is :

$$y = 1{,}55x - 1{,}75$$

The correlation is shown on fig. 7.

By examining the correlation between the maximum value of the phase-to-ground overvoltages, in absolute value, and the maximum and the minimum values respectively, of the overvoltages between this phase and the others, at that very instant, no correlation can be found between these magnitudes (Appendix 2).

Appendix 2

$|U_{1Max}|$, $|\text{Max}\ (U_{12,1Max};\ U_{31,1Max})|$ $r = 0{,}067$

$|U_{1Max}|$, $|\text{Min}\ (U_{12,1Max};\ U_{31,1Max})|$ $r = 0{,}130$

$|U_{2Max}|$, $|\text{Max}\ (U_{23,2Max};\ U_{12,2Max})|$ $r = 0{,}352$

$|U_{2Max}|$, $|\text{Min}\ (U_{23,2Max};\ U_{12,2Max})|$ $r = 0{,}717$

$|U_{3Max}|$, $|\text{Max}\ (U_{13,3Max};\ U_{23,3Max})|$ $r = 0{,}265$

$|U_{3Max}|$, $|\text{Min}\ (U_{13,3Max};\ U_{23,3Max})|$ $r = 0{,}015$

$|U_{1Max}|$, $|\text{Max}\ (U_{12,1Max};\ U_{31,1Max})|$ $r = 0{,}224$

$|U_{2Max}|$, $|\text{Max}\ (U_{12,2Max};\ U_{32,2Max})|$ $r = 0{,}559$

$|U_{3Max}|$, $|\text{Max}\ (U_{31,3Max};\ U_{23,3Max})|$ $r = -0{,}153$

$|U_{1Max}|$, $|U_{12Max}|$ $r = 0{,}027$

$|U_{1Max}|$, $|U_{31Max}|$ $r = 0{,}137$

$|U_{2Max}|$, $|U_{12Max}|$ $r = 0{,}803$

$|U_{2Max}|$, $|U_{23Max}|$ $r = 0{,}302$

$|U_{3Max}|$, $|U_{23Max}|$ $r = 0{,}097$

$|U_{3}|_{Max}$, $|U_{31Max}|$ $r = 0{,}0015$

$|U_{12Max}|$, $\text{Max}\ (|U_{1Max}|,\ |U_{2Max}|)$ $r = 0{,}598$

$|U_{23Max}|$, $\text{Max}\ (|U_{2Max}|,\ |U_{3Max}|)$ $r = 0{,}112$

$|U_{31Max}|$, $\text{Max}\ (|U_{1Max}|,\ |U_{3Max}|)$ $r = 0{,}109$

$|U_{12Max}|$, $\text{Max}\ (|U_{2,12Max}|,\ |U_{1,12Max}|)$ $r = 0{,}784$

$|U_{23Max}|$, $\text{Max}\ (|U_{2,23Max}|,\ |U_{3,23Max}|)$ $r = 0{,}910$

$|U_{31Max}|$, $\text{Max}\ (|U_{1,31Max}|,\ |U_{3,31Mxa}|)$ $r = 0{,}486$

In comparison to (1), in order to examine the correlation between the phase-to-ground and phase-to-phase overvoltages, the following magnitudes have been considered in addition :

— The maximum phase-to-ground overvoltage, in absolute value, and the maximum value between the concomitent phase-to-phase overvoltages, taken in absolute value ; there is no correlation.

— The maximum phase-to-ground overvoltage and the maximum phase-to-phase overvoltage, in absolute value. Only one case of correlation is to be noticed, namely : $|U_{2\,\mathrm{Max}}|$, $|U_{12\,\mathrm{Max}}|$. No other correlation is present.

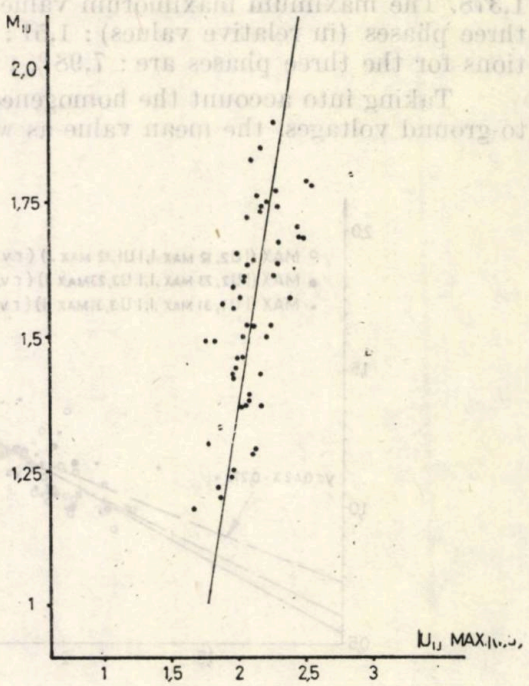


Fig. 7. The correlation between the M_{ij} and $U_{ij\,Max}$ magnitudes, taken together on the three phases (ij = 12, 23, 31).

— The maximum phase-to-phase overvoltage, in absolute value, and the maximum phase-to-ground overvoltage, in absolute value, for the two component phases. Practically, there is no correlation.

— The maximum phase-to-phase overvoltage, in absolute value, and the maximum of the components of the overvoltage, in absolute value, for the two component phases. The regression curves are :

$$y = 0{,}496x + 0{,}102\,;\quad y = 0{,}556x - 0{,}026\,;$$
$$y = 0{,}256x + 0{,}627$$

The total correlation coefficient is $r = 0{,}742$ and the regression curve is :

$$y = 0{,}420x + 0{,}273$$

The respective results are shown in fig. 8.

Conclusions

The study of the switching surges at the closing of a line with its far end open brings the following into evidence :

1. The phase-to-ground overvoltage amplitudes are relatively low. Their mean values for the three phases (relative values) are : 1,289 ; 1,252

1,378. The maximum maximorum values yielded by the tests are, for the three phases (in relative values) : 1,51 ; 1,52 ; 2,07. The standard deviations for the three phases are : 7,98 %; 11,96 %; 16,72 %.

Taking into account the homogeneous character of the set of phase-to-ground voltages, the mean value as well as the standard deviation can

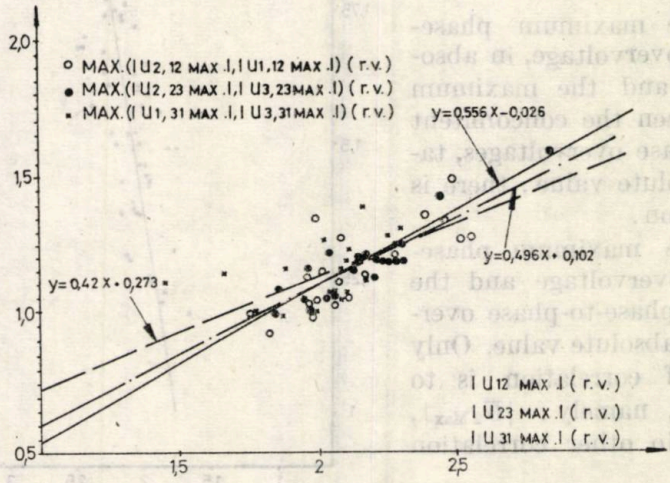


Fig. 8. Correlation between the maximum phase-to-phase overvoltages, in absolute value, and the maximum of the components, in absolute value, of the overvoltages on the two component phases.

be calculated for all three phases. The mean value of the phase-to-ground overvoltages, for the three phases is 1,306, while the standard deviation is of 13,38 %.

The respective results are similar to those obtained at an international level for transmission lines operating at similar voltages [4], [5], [6], [7], [8].

The examination of the overvoltage maximums above and below the abscissa, determines the reduction of these values. Thus, the mean values for the phase-to-ground overvoltages (in relative values) are 1,192 ; 1,157 ; 1,235. The standard deviations are : 11,82 %; 13,90 %; 18,50 %. On the three phases taken together, the mean value of the overvoltages is 1,195 and the standard deviation is of 15,22 %.

2. The amplitude of the phase-to-phase overvoltages is, for the three phases (in relative values) : 2,129 ; 2,166 ; 2,035. The maximum maximorum values of the phase-to-phase overvoltages (in relative values) are : 2,56 ; 2,85 ; 2,31. The standard deviations are : 11,38 %; 10,39 %; 10,38 %. Taking into account the phase-to-phase overvoltages for the three phases taken together, the mean value (in relative values) is 2,11, while the standard deviation is of 10,88 %.

The phase-to-phase overvoltages correspond to those quoted in the literature of speciality [5], [8].

3. By examining the correlation between the phase-to-ground and the phase-to-phase overvoltages, the conclusion can be drawn that there exists a correlation both between the M coefficients and the maximum phase-to-phase overvoltages, in absolute value, and between the maximum phase-to-phase overvoltages, in absolute values and the maximum of the overvoltage components, in absolute value, on the respective phases.

We can come to the conclusion that for the examination of the correlation between the phase-to-ground and the phase-to-phase overvoltages, the study of the correlation between the maximum phase-to-phase overvoltages in maximum values, and the maximum of the overvoltage components, in absolute values, for the respective phases, is a useful procedure.

By examining the results, the conclusion can be drawn that, in most cases, the maximum phase-to-ground and phase-to-phase overvoltages are not simultaneous.

As a rule, the highest phase-to-phase overvoltages will be obtained on performing those tests for which the maximum phase-to-ground overvoltages, on the respective phases, are of different polarities. It can also be noticed that the first 5—6 highest values of the maximum phase-to-phase overvoltages have been obtained following tests in which the highest maximum phase-to-ground overvoltages were also present. It can be appreciated that, even if there is no real correlation between the phase-to-ground and the phase-to-phase overvoltages, they are nevertheless dependent on each other.

REFERENCES

1. *Erche, M.*, Ghid de evaluare pentru factorii de supratensiune fază-fază și fază-pământ. CIGRE WG 33—02 Internal Overvoltages 33—77 (WG—02) 06 Erlagen, 1977 — 05—25.
2. *Ciucu, G., Craiu, V.*, Introducere în teoria probabilităților și statistică matematică,Editura didactică și pedagogică, București, 1971.
3. *Craiu, V.*, Verificarea ipotezelor statistice, Editura didactică și pedagogică, București, 1972.
4. *Artemiev, D., Tihodeev, N.*, Statisticeskie osnovi vîbora izolații linii electroperedaci. Izd. Energhia, Moskva, 1965.
5. *Drăgan, G., Miclescu, T., Cristovici, A., Popa, B., Golovanov, N.*, Supratensiunile interne în sistemele electroenergetice, Editura tehnică, București, 1975.
6. *Ionescu, A.* a.o., Lucrări IRME, nr. 4, 1965, pp. 143—156.
7. *Ionescu, A.* a.o., Lucrări IRME, nr. 8, 1969.
8. *Gert R., Jirku, J.*, Caracteristicile statistice ale supratensiunilor de comutație între fază și pământ și între faze, în sistemele de 420 kV.

Unele contribuții la studiul caracteristicilor supratensiunilor de comutație fază-pământ și fază-fază, în sistemul de 400 kV

În cadrul articolului se aduc unele contribuții privind studiul caracteristicilor statistice ale supratensiunilor de comutație fază-pământ și fază-fază, componentele și corelația acestora. Pe baza analizei unor rezultate obținute în sistemul românesc de 400 kV, se pun în evidență concluzii privind valoarea medie, abaterea medie pătratică și repartiția supratensiunilor, considerîndu-se maximele deasupra și dedesubtul abscisei. Se studiază, totodată, corelația dintre supratensiunile fază-pământ și fază-fază.

BULETINUL INSTITUTULUI POLITEHNIC „GHEORGHE GHEORGHIU-DEJ"
BUCUREŞTI
SERIA ELECTROTEHNICĂ
Tomul XLI — 1979, Numărul 3

C.Z.: 681.3.04./06:517.512

AUTOMATICA

IDENTIFICAREA PROCESELOR ÎN FUNCŢIONARE NORMALĂ FOLOSIND TRANSFORMATA FOURIER DISCRETĂ

M. TERTIŞCO, P. STOICA, A. STOICA *

Articolul prezintă un algoritm de calcul al transformatei Fourier discrete şi aplicarea acestuia la identificarea proceselor în funcţionare normală. Tratarea teoretică este urmată de un exemplu numeric de aplicare a tehnicii de identificare descrise.

Introducere

Metodele utilizate pentru determinarea caracteristicilor dinamice ale proceselor în funcţionare normală se grupează în două clase mari :

a. Metode de identificare totală (neparametrică)

b. Metode de identificare parţială (parametrică)

Metodele din prima grupă privesc procesul ca o „cutie neagră", scopul lor fiind determinarea atît a parametrilor, cît şi a structurii. În general, aplicarea unor astfel de metode are ca rezultat direct valorile funcţiei pondere.

Metodele de identificare parţială presupun cunoscută structura (sau cel puţin ordinul) sistemului, scopul lor fiind estimarea parametrilor. Principalul lor dezavantaj faţă de metodele din prima clasă, constă în informaţia apriorică mai bogată pe care o necesită : structura sistemului, caracteristici statistice ale perturbaţiilor etc.

În cadrul tehnicilor de identificare totală, mai cunoscute sînt metoda celor mai mici pătrate şi metoda funcţiilor de corelaţie. Deşi deduse pe două căi diferite, ele sînt similare atît din punctul de vedere al operaţiilor implicate cît şi al rezultatelor. Folosirea lor necesită un volum de calcule destul de mare şi anumite restricţii impuse perturbaţiilor.

Din aceeaşi grupă a metodelor neparametrice, face parte şi tehnica de identificare ce va fi descrisă în această lucrare. Ea foloseşte transformatele Fourier ale datelor de intrare şi de ieşire, în scopul determinării valorilor funcţiei pondere. Folosită cel mai adesea în cazul unor semnale de lungime finită şi al condiţiilor iniţiale nule, metoda transformatei Fourier discrete este extinsă în acest articol la situaţia proceselor în funcţionare normală. Necesitînd un număr de calcule mai mic decît cel impi-

Manuscris predat redacţiei la data de 28 noiembrie 1978

* Prof. dr. ing. ; As. dr. ing. Catedra Automatică II ; As. ing. Catedra Organizare.

cat de metodele amintite anterior, ea este indicată pentru a fi utilizată la identificarea rapidă a proceselor care nu sînt afectate de perturbaţii prea puternice.

1. Transformata Fourier discretă (TFD)

TFD are în studiul sistemelor discrete, aceeaşi importanţă ca şi transformata Fourier (TF) în cazul proceselor continue. TF reprezintă valorile transformatei Laplace pe axa $j\omega$. Corespunzător, în planul z, TFD realizează valori ale transformatei-z (TZ) pe cercul unitate. În studiul sistemelor discrete, TFD are o mulţime de utilizări: analiză şi sinteză, calcul de spectre, identificare etc.

Aşa cum se cunoaşte, pentru o secvenţă de lungime finită $x_n = x(nT)$ unde $n = 0, 1, \ldots, N-1$ iar T = perioada de eşantionare, TFD este dată de relaţia:

$$X_k = \sum_{n=0}^{N-1} x_n w^{-nk} \quad k = 0, 1, \ldots, N-1 \tag{1}$$

unde:

$$w = e^{j2\pi/N} \tag{1'}$$

Transformarea inversă, care aplicată asupra lui X_k reface secvenţa iniţială x_n, are următoarea expresie:

$$x_n = 1/N \sum_{k=0}^{N-1} X_k w^{nk}, \quad n = 0, 1, \ldots, N-1 \tag{2}$$

Pentru a efectua una din relaţiile (1) sau (2) sînt necesare N^2 operaţii (prin operaţie se înţelege o multiplicare urmată de o adunare, în complex). Deoarece în aplicaţii N ia în mod curent valori mari, calculul relaţiilor de definiţie anterioare va necesita un timp îndelungat chiar şi pe calculatoare de mare viteză. Ca urmare, utilizarea TFD este eficientă numai dacă pentru efectuarea relaţiilor (1) şi (2) se foloseşte o metodă care să micşoreze, într-un mod oarecare, numărul de calcule necesare. În acest sens, se numeşte transformată Fourier rapidă (TFR) orice algoritm care realizează calculul TFD în mai puţin de N^2 operaţii. Un astfel de algoritm este descris în anexa acestui articol.

Pentru legarea relaţiilor anterioare de o posibilitate efectivă de studiu a sistemelor discrete, se observă că modul în care a fost definită TFD, permite scrierea pentru această transformare a unor teoreme de convoluţie similare cu cele valabile în cazul TZ şi anume:

a. Dacă

$$Y_k = H_k X_k \quad k = 0, 1, \ldots, N-1$$

atunci

$$y_n = \sum_{i=0}^{N-1} x_i h_{(n-i) \bmod N} = \sum_{i=0}^{N-1} x_{(n-i) \bmod N} h_i \quad n = 0, 1, \ldots, N-1 \tag{3}$$

b. Iar dacă

$$y_n = x_n h_n \quad n = 0, 1, \ldots, N-1$$

atunci

$$Y_k = 1/N \sum_{i=0}^{N-1} X_i H_{(k-i) \bmod N} = 1/N \sum_{i=0}^{N-1} H_i X_{(k-i) \bmod N}$$

$$k = 0, 1, \ldots, N-1 \tag{4}$$

Observaţie : cantităţile $(n - i)$ şi $(k - i)$ apar modulo N, pentru a păstra periodicitatea relaţiilor de definiţie (1) şi (2). Relaţiile de convoluţie anterioare sugerează posibilitatea aplicării TFD la identificarea proceselor. În continuare acest lucru este analizat în amănunţime.

2. Identificarea proceselor în funcţionare normală

Fie sistemul din fig. 1, în care simbolii utilizaţi au semnificaţiile următoare :

x_n — valoarea mărimii de intrare la momentul nT
v_n — valoarea ieşirii utile la momentul nT
p_n — valoarea perturbaţiei aleatoare la momentul nT
y_n — valoarea ieşirii măsurate la momentul nT
h_r — valoarea funcţiei pondere la momentul rT
T — perioada de eşantionare

Observaţie : este indicat să se sublinieze faptul că deşi se consideră cazul sistemelor discrete, relaţiile ce se vor stabili rămîn valabile şi pentru procesele continue, desigur cu erorile inerente modelării unor astfel de procese cu date eşantionate.

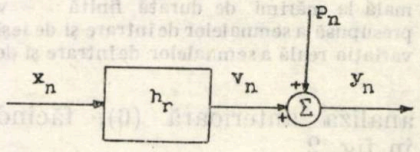


Fig. 1. Schema sistemului identificat

În cele ce urmează, se presupune că sistemul din fig. 1 are un timp de stabilire finit :

$$h_r = 0 \text{ pentru } r < 0 \text{ şi } r > N_1 - 1 \tag{5}$$

De asemenea se consideră că mărimea de intrare satisface :

$$x_n = 0 \text{ pentru } n < 0 \text{ şi } n > N_2 \tag{6}$$

În această situaţie, alegînd $N \geqslant N_1 + N_2$ se poate scrie :

$$V_k = H_k X_k \quad k = 0, 1, \ldots, N-1 \tag{7}$$

unde V_k, H_k, X_k sînt, respectiv, TFD ale mărimii de ieşire utile, funcţiei pondere şi mărimii de intrare.

Dacă perturbaţia ar lipsi, eşantioanele exacte ale H_k ar rezulta din relaţia (7). În prezenţa perturbaţiei, estimaţiile celor mai mici pătrate,

$\hat{H}_k$, ale valorilor TFD a funcţiei pondere sînt obţinute prin minimizarea expresiei :

$$I = \sum_{k=0}^{N-1} (Y_k/X_k - \hat{H}_k)^2 \tag{8}$$

Rezultă astfel că

$$\hat{H}_k = Y_k/X_k \quad k = 0, 1, \ldots, N-1 \tag{9}$$

Folosind (9) şi TFD inversă se obţin pentru valorile funcţiei pondere următoarele estimaţii :

$$\hat{h}_r = 1/N \sum_{k=0}^{N-1} Y_k/X_k w^{rk} \quad r = 0, 1, \ldots, N_1 - 1 \tag{10}$$

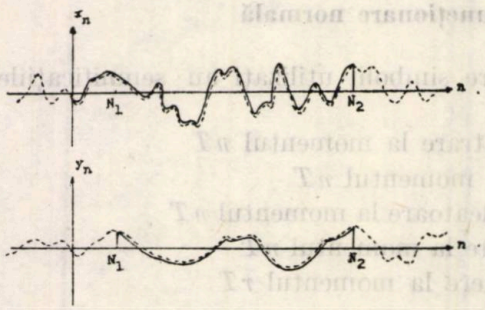


Fig. 2. Reducerea variabilelor din operare normală la mărimi de durată finită : — variaţia presupusă a semnalelor de intrare şi de ieşire ;... variaţia reală a semnalelor de intrare şi de ieşire

Eşantioanele $\hat{h}_r$ rezultă astfel printr-o procedură suficient de simplă, care nu ridică nici o problemă atunci cînd se dispune de un algoritm de calcul al TFR.

Însă, aplicarea în cazul proceselor funcţionînd normal a metodei TFD este practic imposibilă, deoarece în astfel de condiţii este greu de presupus că vor exista mărimi de intrare care să satisfacă (6). În acest sens, o posibilitate de a reduce mărimile din operarea normală la situaţia presupusă în analiza anterioară (6), făcînd astfel utilizabilă TFD, este sugerată în fig. 2.

Deşi s-a considerat că mărimea de intrare satisface :

$$x_n = 0 \text{ pentru } n < 0 \text{ şi } n > N_2, \tag{11}$$

aceasta nu influenţează mărimea de ieşire în intervalul $[N_1T, N_2T]$, deoarece regimul tranzitoriu este de durată $(N_1 - 1)T$ finită. În aceste condiţii, dacă se alege $N \geqslant N_1 + N_2$ şi se presupune că valorile mărimilor de intrare şi ieşire sînt respectiv (12) şi (13), aplicarea metodei de identificare valabilă în cazul semnalelor de lungime finită devine posibilă.

$$\{x_0, x_1, \ldots, x_{N_1-1}, x_{N2}, \ldots, x_N, 0, \ldots, 0\} \tag{12}$$

$$\{0, 0, \ldots, 0, y_{N_1}, \ldots, y_{N2}, 0, 0, \ldots, 0\} \tag{13}$$

Se obţin astfel estimaţiile $\hat{h}_r^1$ ale valorilor funcţiei pondere. Ele vor diferi de valorile reale h_r nu numai datorită perturbaţiei p_n, ci şi faptului că ieşirea nu are, pentru momentele de timp $n \in [0, N_1 - 1]$ şi $n > N_2$, variaţia presupusă (v. fig. 2). Avînd însă estimaţiile funcţiei pondere $\hat{h}_r^1$, se

pot calcula, pentru pozițiile corespunzătoare din (13), eșantioane mai apropiate de cele reale decît valorile zero presupuse inițial:

$$y_k^2 = \sum_{i=0}^{N_1-1} \hat{h}_i^1 x_{k-i} \quad k = 0, 1, \ldots, N_1 - 1, N_2 + 1, \ldots, N \tag{14}$$

Aplicînd din nou metoda TFD, se pot calcula ușor estimațiile îmbunătățite

$$\hat{h}_r^2 \; r = 0, 1, \ldots, N_1 - 1$$

Deși nu s-a putut dovedi teoretic, exemplele practice au arătat că șirul

$$\hat{h}_r^1, \hat{h}_r^2, \ldots, \hat{h}_r^p, \ldots$$

converge rapid la

$$h_r \; r = 0, 1, \ldots, N_1 - 1$$

Convergența acestei metode iterative este cu atît mai bună, cu cît N este mai mare în comparație cu N_1.

3. Exemplu numeric și analiza preciziei

Tehnica descrisă anterior, va fi utilizată în continuare, într-un exemplu numeric de identificare a unui proces în funcționare normală. Rezultatele ce se vor prezenta, au fost obținute prin simulare pe calculatorul numeric IRIS 50. Sistemul supus studiului are următoarele valori ale uncției pondere:

$$\{0{,}12 \;\; 0{,}35 \;\; 0{,}45 \;\; 0{,}36 \;\; 0{,}25 \;\; 0{,}16 \;\; 0{,}09 \;\; 0{,}04\} \; N_1 = 8 \tag{15}$$

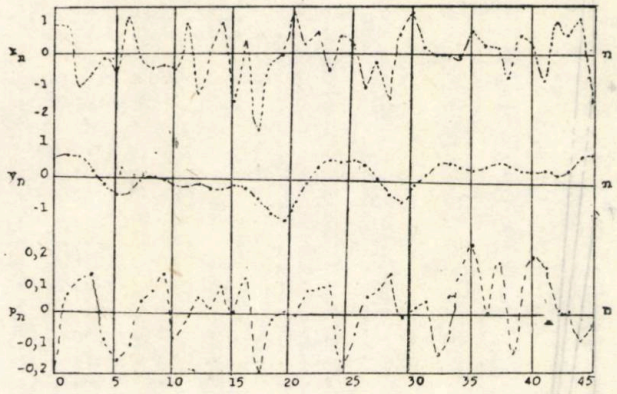


Fig. 3. Variația mărimilor procesului în funcționare normală

Semnalul de intrare x_n este o mărime aleatoare gaussiană de medie zero și dispersie 1. Peste ieșirea utilă v_n, se suprapune o perturbație aleatoare p_n, care este de asemenea gaussiană cu medie zero și dispersie 0,1. Valorile luate de cele trei mărimi x_n, v_n și p_n în funcționarea normală a procesului supus identificării, sînt date, în mod parțial, în fig. 3.

Pentru $N = 256$, metoda converge în doi paşi obţinîndu-se estimaţiile valorilor funcţiei pondere din fig. 4. Dacă acestea sînt comparate cu valorile adevărate h_r, se constată că metoda TFD are o precizie suficient de bună.

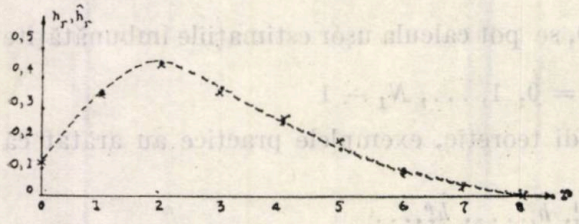


Fig. 4. Valori reale şi valori estimate ale funcţiei pondere ı ... valori reale (h_r); * * * valori estimate ($\hat{h}_r$); N = 256; nr. de iteraţii = 2.

O măsură a gradului în care estimaţiile $\hat{h}_r$ aproximează valorile reale h_r, este eroarea medie pătratică:

$$E = 1/N_1 \sum_{r=0}^{N_1-1} (h_r - \hat{h}_r)^2 \qquad (16)$$

Este interesant de văzut ce valori ia E pentru diferiţi N. În mod intuitiv se aşteaptă ca precizia şi convergenţa metodei să crească odată cu N. Acest lucru este confirmat de rezultatele obţinute (fig. 5), pe baza cărora se mai menţionează că:

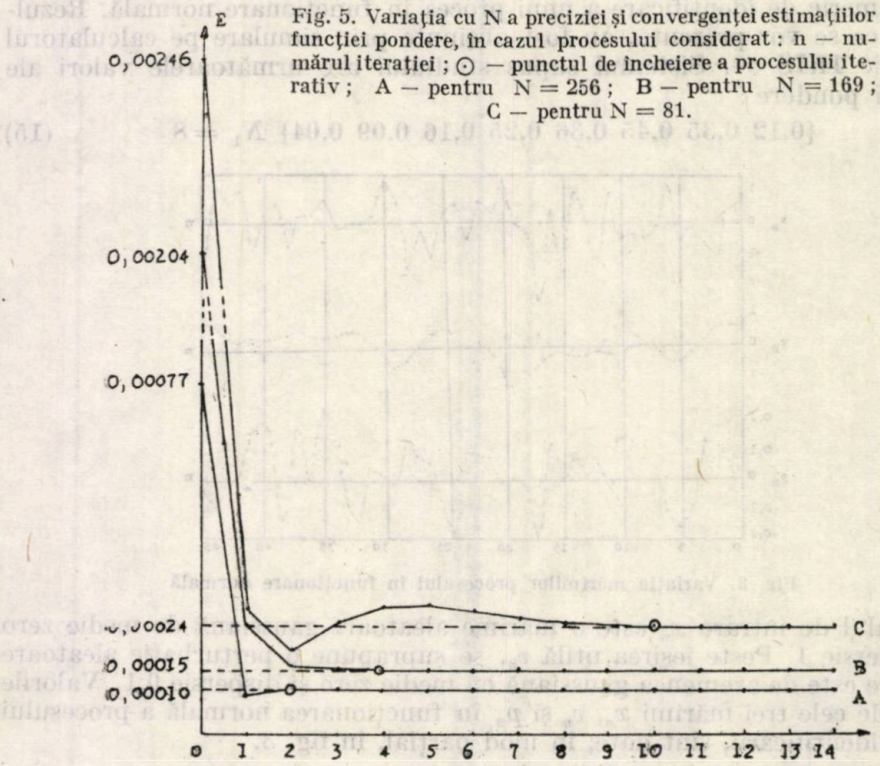


Fig. 5. Variaţia cu N a preciziei şi convergenţei estimaţiilor funcţiei pondere, în cazul procesului considerat: n — numărul iteraţiei; ⊙ — punctul de încheiere a procesului iterativ; A — pentru N = 256; B — pentru N = 169; C — pentru N = 81.

a. Pentru valori prea mici ale lui N și în prezența unor perturbații intense, metoda devine divergentă.

b. Dacă convergența metodei este determinată, în principal, numai de N, precizia estimațiilor este influențată și de caracteristicile statistice ale perturbației: dispersie, grad de corelare cu mărimea de intrare etc.

c. Dacă se alege însă $N \geqslant 10N_1$, iar perturbația nu este puternic corelată cu intrarea, convergența se obține după un număr mic de iterații, estimațiile obținute fiind suficient de precise.

Concluzii

Importanța TFD în studiul sistemelor eșantionate este bine cunoscută. Un algoritm rapid pentru calculul acesteia este așadar necesar. Articolul prezintă un astfel de algoritm și relevă posibilitatea utilizării lui la determinarea caracteristicilor dinamice (valorile funcției pondere) ale unui proces neîntrerupt din funcționarea normală. Tehnica de identificare prezentată apare ca o procedură iterativă, fiecare pas al acesteia fiind de fapt o aplicare a metodei TFD valabilă în cazul semnalelor de operare de lungime finită. Într-un exemplu numeric dat în articol, atît convergența cît și precizia metodei descrise s-au dovedit a fi suficient de bune.

Anexă: Algoritm pentru calculul TFR

Fie:

$$B_j = \sum_{k=0}^{N-1} A_k w^{jk} \quad j = 0, 1, \ldots, N-1 \tag{17}$$

Din această relație se pot obține atît TFD directă cît și TFD inversă:

$$f = -1 \text{ și } (A_k = x_k \; k = 0, 1, \ldots, N-1) \Rightarrow (B_j = X_j \; j = 0, 1, \ldots, N-1) \tag{18}$$

$$f = 1 \text{ și } (A_k = X_k/N \; k = 0, 1, \ldots, N-1) \Rightarrow (B_j = x_j \; j = 0, 1, \ldots, N-1) \tag{19}$$

Pentru a calcula (17) în mai puțin de N^2 operații cîte implică o abordare directă, se scrie N ca mai jos:

$$N = m_1 m_2 \tag{20}$$

În această situație indicii din (17) se exprimă astfel:

$$\begin{aligned} j &= j_1 m_1 + j_0 \; j_0 = 0, 1, \ldots, m_1 - 1 \; j_1 = 0, 1, \ldots, m_2 - 1 \\ k &= k_1 m_2 + k_0 \; k_0 = 0, 1, \ldots, m_2 - 1 \; k_1 = 0, 1, \ldots, m_1 - 1 \end{aligned} \tag{21}$$

Ca urmare, relaţia (17) devine :

$$B_{j_1,j_0} = \sum_{k_0=0}^{m_2-1} \sum_{k_1=0}^{m_1-1} A_{k_1,k_0} w^{jk_1m_2f} w^{jk_0f} \tag{22}$$

Deoarece

$$w^{jk_1m_2f} = w^{j_0k_1m_2f} \tag{23}$$

suma interioară din (22) depinde numai de j_0 şi k_0 şi poate fi definită ca un tablou nou :

$$C_{j_0,k_0} = \sum_{k_1=0}^{m_1-1} A_{k_1,k_0} w^{j_0k_1m_2f} \tag{24}$$

Folosind (24), relaţia (22) poate fi scrisă astfel :

$$B_{j_1,j_0} = \sum_{k_0=0}^{m_2-1} C_{j_0,k_0} w^{(j_1m_1+j_0)k_0f} \tag{25}$$

Deoarece calcularea lui (24) necesită Nm_1 operaţii, iar efectuarea lui (25) Nm_2, acest algoritm a micşorat numărul de operaţii necesare la $N(m_1 + m_2)$.

Aşa cum se arată în [1], pentru a micşora şi mai mult timpul de calcul, N ar trebui factorizat în continuare, însă, pentru necesităţile acestui articol, algoritmul în doi paşi descris anterior s-a dovedit a fi suficient de rapid.

Pe baza lui a fost scrisă o subrutină FORTRAN :

TFR(M1, M2, XR, XI, FT)

Parametrii formali care apar au semnificaţiile următoare :

$M1$, $M2$ — cei doi factori ai lui N (este preferabil ca valorile lor să fie cît mai apropiate)

XR — tablou monodimensional conţinînd partea reală a secvenţei care intră în TFR (conţine N elemente)

XI — tablou monodimensional conţinînd partea imaginară a secvenţei care intră în TFR (conţine N elemente)

FT — parametrul care indică felul transformării :

−1 pentru TFD directă

1 pentru TFD inversă

După execuţia subrutinei TFR, vectorii XR şi XI conţin soluţia.

BIBLIOGRAFIE

1. *Cooley, J.W., Tukey, J.W.*, Mathematics of computation, vol. 19, April 1965.

2. *Butcher, W.E., Cook, G.E.*, IEEE Trans. on Automatic Control, AC—14, Oct. 1969.

3. *Gold, B., Oppenheim, A.V., Rader, C.M.*, Papers on digital signal processing, MIT Press, 1969.

4. *Welch, P.*, IEEE Trans. on Audio and Electroacoustic, AU—17, June 1969.
5. *Levin, M.J.*, IEEE Trans. on Circuit Theory, CT—7, p. 50—56, 1960.
6. *Åström, K.J., Eykhoff, P.*, Automatica, vol. 7, p. 123—162, Pergamon Press, 1971.
7. *Cuenod, M., Sage, A.P.* Automatica, vol. 4, p. 235—269, Pergamon Press, 1968.
8. — 4019E/FR IRIS 50. Bibliothèque des sous-programmes statistiques, Manuel d'utilisation, avril 1972.
9. *Singleton, R.C.*, IEEE Trans. on Audio and Electroacoustic, AU—17, June 1969.
10. *Briggs, P.A.N., Godfrey, K.R., Hammond, P.H.*, Estimation of process dynamic characteristics by correlation methods using pseudo-random signals. Paper 3.10, IFAC Symposium on Identification in Automatic Control Systems, Prague, Iune 1967.
11. *Eykhoff, P., Van der Grinten, P.M.E.M., Kwakernaak, H., Veltman, B.P.TH.*, Automatică Metrologie Calculatoare, AMC—9, p. 47—64, 1967.
12. *Penescu, C., Ionescu, G., Tertișco, M., Ceangă, E.* Identificarea experimentală a proceselor automatizate, Editura tehnică, București, 1971.

Identification of the processes in normal operating, using fast Fourier transform

An algorithm for fast computation of the discrete Fourier transform is applied to the system identification using normal operating records. Some numerical examples are also included.

BULETINUL INSTITUTULUI POLITEHNIC „GHEORGHE GHEORGHIU-DEJ"
BUCUREȘTI
SERIA ELECTROTEHNICĂ
Tomul XLI — 1979, Numărul 3

CALCULATOARE

C.X.: 681.3.04./06

SISTEME DE PROGRAMARE EXTENSIBILE — O APLICAȚIE

CRISTIAN GIUMALE*

Se prezintă structura unui sistem de implementare a programelor. Sistemul de implementare, construit pe baza unui sistem extensibil, a fost utilizat pentru scrierea și testarea programelor de bază și de aplicație destinate unui terminal inteligent.

Introducere

Datorită flexibilității remarcabile sistemele extensibile (1) acoperă cu ușurință atît domeniul programării de bază, cît și cel al programării aplicative. În plus, sistemele extensibile pot constitui baza de dezvoltare a unor seturi de programe concepute pentru a asista proiectarea, implementarea și testarea programelor. Abilitatea unui sistem extensibil de a face față unor cerințe diverse, precum și posibilitatea de a crea o interfață reprezentativă aplicației, se exemplifică în cele ce urmează pe baza sistemului SPGF (2). Se insistă, mai ales, în prezentarea unui sistem de implementare a programelor destinate echipamentelor de calcul organizate pe baza microprocesorului INTEL—8080.

1. Sistemul INTELSIS

Indiferent de tehnologia software adoptată, dezvoltarea unui program trece prin etapele de proiectare, implementare, și testare. În cazul unui proces de dezvoltare sistematică, care urmărește obținerea programului prin detalierea treptată a proiectului de ansamblu, aceste trei etape sînt interpătrunse. În acest context, metodele empirice de implementare, documentare și testare devin greu de utilizat și anihilează beneficiile obținute în urma dezvoltării sistematice. Se impune, deci, ca procesul de dezvoltare sistematică a unui program să fie asistat de către programe specializate care, în ansamblu, alcătuiesc un sistem de implementare. Deși se pot concepe sisteme de implementare universale, de cele mai multe ori ele sînt orientate în funcție de mașina țintă pentru care sînt produse programele.

O aplicație majoră a sistemelor de implementare constă în dezvoltarea programelor de bază și de aplicație destinate unor noi echipamente

Manuscris predat redacției la data de 15 septembrie 1978
* Șef Lucrări dr. ing. Catedra de Calculatoare

de calcul, în paralel cu proiectarea hardware a acestora. Utilizarea în acest scop a unui cross-sistem de implementare aduce beneficii importante, mai ales în ceea ce privește scurtarea substanțială a duratei totale de fabricație a întregului sistem de calcul. Un cross-sistem de acest fel, numit INTELSYS, rulează pe FELIX C—256, producînd, în ultimă instanță, cod INTEL—8080. Sistemul, a cărui structură este ilustrată în figura 1, a fost implementat pe baza SPGF, reprezentînd o extensie a acestuia. Rădăcina INTELSYS este o versiune SPGF, în timp ce restul componentelor sînt segmente, respectiv partea nou creată în urma unei expansiuni a sistemului SPGF. Diversele componente ale INTESYS sînt lansate în execuție prin intermediul unor directive recunoscute de către rădăcină. Sistemul asigură următoarele funcții :

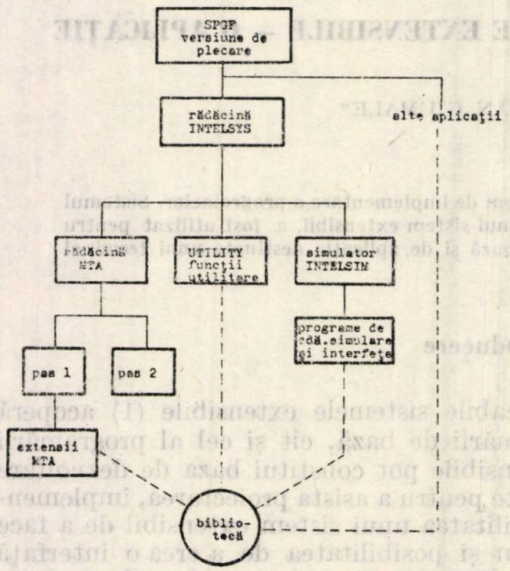


Figura 1 Structura generală a sistemului de implementare INTELSYS

a) extinderea metaasamblorului MTA, în scopul implementării unor limbaje de programare evoluate ;

b) translatarea programelor scrise în limbaj de asamblare INTEL—8080 sau în orice alt limbaj generat pe baza MTA ;

c) simularea comandată a programelor translatate ;

d) întreținerea fișierelor ce conțin cod obiect rezultat prin translatare, cod sursă ce poate fi prezentat MTA, interfețe de simulare pentru teste sau I/E, programe de comandă a simulării și diverse extensii ale MTA ce pot reprezenta translatoarele unor limbaje de programare.

Datorită caracteristicilor particulare ale MTA și INTELSIM, sistemul INTELSYS este foarte util în contextul dezvoltării sus-jos a programelor complexe. Prin configurarea adecvată a MTA și prin specificarea unor interfețe de test controlabile interactiv, se pot obține date de test și măsuri de performanță încă din fazele timpurii ale dezvoltării programelor. Detalierea programelor este însoțită în permanență de testare, ceea ce corespunde principiilor dezvoltării sistematice a programelor.

2. Metaasamblorul MTA

Metaasamblorul sistemului INTELSYS este un macroasamblor cu facilități defiționale puternice, înzestrat cu mecanismele necesare implementării limbajelor de nivel superior. Multe din facilitățile definiționale ale SPGF se regăsesc în MTA. Astfel, metaasamblorul poate fi privit la rîndul său ca un veritabil sistem extensibil cu următoarele componente și funcții :

a) Rădăcina MTA este realizată sub formă de segment pornind de la versiunea SPGF ce reprezintă rădăcina INTELSYS. Funcția principală a rădăcinei MTA constă în administrarea celor trei faze ale procesului de asamblare : faza de macroprelucrare (expansiune MAT), faza de generare a codului intermediar și faza de generare a codului obiect. Faza de macroprelucrare este declanșată de rădăcina INTELSYS care încarcă și lansează în execuție rădăcina MTA, în momentul recunoașterii directivei COMPILE. Pe parcursul acestei faze, liniile sursă obținute din fișierul de intrare al MTA (fișier cartele, fișier disc etc.) sînt prezentate rutinei MASTER a sistemului SPGF. În acest mod noi macrodefiniții pot fi atașate nucleului MTA deja echipat cu un set de primitive care implementează instrucțiunile standard ale limbajului de asamblare INTEL—8080 Noile macrodefiniții pot face referiri întîrziate la instrucțiunile standard care vor fi prelucrate și vor genera cod INTEL—8080 în momentul activării imediate a macrodefinițiilor în contextul unui program sursă. Noile definiții pot fi păstrate (sub formă de segment) în biblioteca INTELSYS (o zonă de lucru SPGF).

b) Pasul 1 al MTA este încărcat și executat în momentul întîlnirii unei linii de forma PROGRAM ⟨nume⟩ (⟨tip⟩), care semnalizează sfîrșitul fazei de expansiune (vezi programul 1). Pasul 1 al MTA obține, din fișierul de intrare, linii sursă pe care le prezintă unei rutine de analiză (RA). Această rutină, a cărei funcție este similară MASTER-ului SPGF, compară, cu ajutorul rutinei SCANNER din SPGF, linia sursă în raport cu șabloanele tuturor macrodefinițiilor existente în MTA, în ordinea de la cea mai nouă macrodefiniție introdusă la cea mai veche Corpul macrodefiniției astfel identificate este lansat în execuție, generînd cod intermediar care corespunde înregistrărilor de analiză produse în momentul explorării cu succes a liniilor sursă de către SCANNER. Faza de generare a codului intermediar, respectiv acțiunea pasului 1, se termină în momentul prelucrării liniei ENDP (sfîrșit textual program sursă). În acest moment începe execuția pasului 2.

c) Pasul 2 al MTA are drept scop producerea codului obiect INTEL-8080 pe baza formei intermediare a programului sursă. În plus, în această etapă este listat programul sursă împreună cu eventualele erori depistate atît în primul pas (erorii de sintaxă), cît și pe parcursul pasului 2 (erori semantice).

3. Facilități speciale ale MTA

Spre deosebire de un macroasamblor convențional. MTA furnizează o serie de facilități speciale dintre care se remarcă : format specificabil pentru șabloanele de identificare a macrodefinițiilor, recursivitate la nivelul asamblorului cu posibilitate de introducere a unor macrodefiniții cu șabloane de identificare distribuite textual, extensibilitate totală în cadrul fazei de expansiune.

Extensibilitatea totală este explicabilă prin formarea rădăcinii MTA ca segment SPGF beneficiind de toate facilitățile acestuia. Macrodefinițiile introduse pot fi destinate generării de cod INTEL—8080

sau implementării unor instrucţiuni ce ajută programarea noilor definiţii. Formatul şabloanelor de identificare a macrodefiniţiilor este ca şi în SPGF. Prin urmare, repertoriul instrucţiunilor INTEL—8080 poate fi îmbogăţit cu instrucţiuni a căror sintaxă poate fi descrisă de o gramatică independentă de context.

```
SEGMENT INTELMTA
SEGREF PASS1.E1,PASS1.E2,PASS2.E1,INTELMTA
SEGREF INTEL.P1,INTEL.P2,PREF.SP,MIC.BASE
SEGENT INTELMTA/ BEGIN
        TRIGGER OFF 3
        PAGE 1
        LINE 10
        SPACE 20
        PRINT-INTEL*MTA*ASSEMBLER*STARTED
        LINE 2
SEGLOAD INTEL.P1
# .SI => .B25
# 0 => .U51 => .B15
# .SN+48 => .U8

        $LOOP READ LINE
              SCAN FOR $PROG
        $WHILE .B22=/0 $DO CALL $MASTER
        $REPEAT

# 1 => .U51
BRANCH ON ERROR TO .B32
# $SERR  => .R2'082E0000'01  ; SXR,01  ERR
# $SERRF => .R2'082E0000'02  ; SXR,02  ERRF
SEGCALL PASS1.E1
SEGLOAD INTEL.P2
SEGCALL PASS2.E1
RETURN
  .
  .
  .
  .

1) MACRO ANALISE LINE <NL>
* CALL .U3    SEG CALL PASS1.E2
RETURN
END
```

Programul 1 Secţiune de cod MTA

Recursivitatea la nivelul asamblului este realizată prin intermediul rutinei RA care concentrează principalele funcţiuni ale pasului 1. Din punctul de vedere al utilizatorului, recursivitatea la nivelul asamblorului este exploatată pe baza instrucţiunilor READ A LINE şi ANALISE LINE (vezi programul 1). Prin READ A LINE se comandă lectura următoarei linii sursă din fişierul de intrare al MTA. Instrucţiunea ANALISE LINE plantează cod pentru apelul recursiv al rutinei RA, care prelucrează linia citită. Adresa acestei rutine se află depusă în variabila globală. U3 a sistemului SPGF. Recursivitatea la nivelul asamblorului este facilitată şi prin posibilitatea de apel explicit a rutinei de explorare sintactică proprie SPGF-ului (SCANNER).

Pentru exemplificarea facilităţilor speciale ale MNTA, să considerăm definirea unei instrucţiuni de salt condiţionat:

IF ⟨relaţie⟩ ⟨THEN⟩ ⟨sep⟩⟨secv. instr.⟩ ENDIF ⟨sep⟩ / ELSE ⟨sep⟩⟨secv. instr.⟩

În momentul recunoaşterii liniei IF ⟨relaţie⟩ THEN ⟨sep⟩, pasul 1 apelează, prin intermediul rutinei RA, corpul macrodefiniţiei M (vezi programul 2). Se citesc şi se prelucrează linii sursă pînă în momentul întîlnirii delimitatorului ENDIF ⟨sep⟩, care termină textual instrucţiunea de salt condiţionat. Dacă linia curent citită prin READ A LINE este chiar IF...THEN..., corpul M este apelat recursiv via RA (ANALISE LINE), Intregul proces fiind repetat.

Codul pentru evaluarea expresiei ce compune relaţia (predicatul) instrucţiunii de salt este produs de către procedura EXPCODE căreia i se comunică ca parametru adresa înregistrării de analiză corespunzătoare expresiei. Codul de salt condiţionat este generat de către PROCREL, pe baza variantei curente a operatorului relaţional. În funcţie de valoarea curentă a acumulatorului INTEL—8080 se efectuează saltul la eticheta LABEL. Sinteza repetată a aceloraşi etichete este evitată printr-un mecanism al macrodefiniţiei de etichetă INTEL (macrodefiniţie primitivă).

Identificatorul unei etichete este compus din identificatorul textual al acesteia concatenat cu un număr de generare, modificat în mod corespunzător la fiecare apel al unei macrodefiniţii. Numărul de generare poate fi controlat şi prin program, de către utilizator.

```
SYNE <RELOP> = <>><IN(0)> $ <<><IN(1)> $ =<IN(2)> $ *
               =<<><IN(3)> $ <>>=<IN(4)> $ =/<IN(5)>

ROUTINE PROCREL (<INDIO>)
; PROCREL PLANTEAZA COD PENTRU SALT CONDITIONAT
; IN FUNCTIE DE VALOAREA <INDIC>.
        * ORI,0   ; FORTEAZA POZITIONAREA INDIC. DE STARE
        $CASE <INDIC>, OF L1,L2,L3,L4,L5,L6

        L1: * SUI,1
            * JM,LABEL
            RETURN
        L2: * JP,LABEL      ; >=
            RETURN
        L3: * JNZ,LABEL     ; =/
            RETURN
        L4: * SUI,1         ; >
            * JP,LABEL
            RETURN
        L5: * JM,LABEL      ; <
            RETURN
        L6: * JZ,LABEL      ; =
            RETURN
END

SYNE <RELATION> = <EXPRESSION><RELOP>0
SYNE <ELSECONT> = ELSE<SEP>
SYNE <EOIF> = ENDIF<SEP>
SYNE <SEP>  = <NL> $ ,,AND $ THEN $ <NULL>)<RM>

30) MACRO IF<RELATION>THEN(<SEP> $ <RM>)
BEGINM
            TRIGGER OFF 30
            ASSIGN <P/2>
            SET <P/0><P/1> FROM TOP
            TRIGGER OFF 1
            # 0 => AF
            CALL $EXPCODE (<P/0>)
(M)         CALL $PROCREL (<P/1>)
            TRIGGER ON 1
            $LOOP READ A LINE
                  SCAN FOR $EOIF
            $IF .B22=0 $THEN * LABEL: => END
                       $ELSE SCAN FOR $ELSE CONT
                       $FI
            $WHILE .B22=/0 $DO ANALISE LINE
                           $REPEAT
            * JMP,OUT
            * LABEL: $LOOP READ A LINE
                           SCAN FOR $EOIF
                     $WHILE .B22=/0 $DO ANALISE LINE
                                    $REPEAT
            * OUT:
END:ENDM
```

Programul 2 Definirea unei instrucţiuni distribuite textual

4. Sistemul INTELSIM

Simulatorul, a cărui structură este ilustrată în figura 2, este destinat testării funcţionale a programelor obiect produse de MTA. Simulatorul asigură:

a) simularea funcţională a instrucţiunilor microprocesorului INTEL—8080;

b) specificarea interfeţelor perifericelor conectate la echipamentul realizat pe baza microprocesorului;

c) specificarea modului de desfăşurare a procesului de simulare şi posibilitatea de control interactiv al simulării;

d) simularea sistemului de întreruperi, cu specificarea momentelor în care sînt lansate întreruperi pe diverse nivele de prioritate.

Se observă că INTELSIM asigură simularea microprocesorului integrat unui sistem de calcul. Mai mult, procesul de simulare este controlabil printr-o serie de programe de comandă sau de interfață, specificate de către utilizator. Aceste programe sînt formulate într-o notație care reprezintă o extindere a limbajului de bază SPGF.

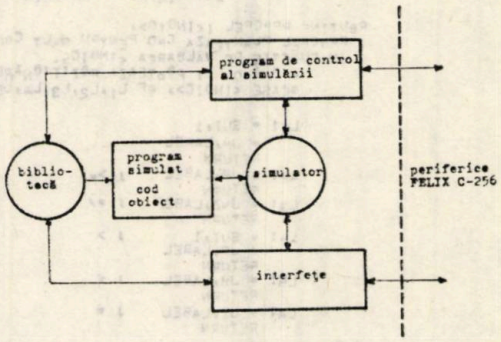


Figura 2 Structura INTELSIM

Ca și în cazul MTA, funcția de bază a simulatorului este concentrată într-o procedură apelabilă prin intermediul unei instrucțiuni (EXECUTE). Această procedură este capabilă să „execute" o singură instrucțiune cod mașină INTEL—8080. Datele necesare execuției instrucțiunii sînt obținute pe baza variabilelor A, B, C, D, E, H, SP, PC, care simulează registrele INTEL—8080, și din memoria simulată a microprocesorului, situată în zona liberă a memoriei FELIX C—256. Variabilele corespunzătoare registrelor INTEL pot fi referite în orice interfață sau program de comandă a simulării.

O zonă a memoriei libere FELIX C—256, a cărei adresă este depusă în variabila BUSS, este rezervată simulării registrelor magistralei INTEL-8080. Zonei BUSS îi este asociată o stivă ce păstrează adresele diverse lor registre la care sînt conectate interfețe. Ori de cîte ori o nouă interfață este asociată unui registru de pe magistra lă, adresa interfeței și adresa registrului corespunzător sînt depuse pe stivă. În momentul execuției simulate a instrucțiunii OUT *a*, stiva este parcursă în căutarea adresei de registru *a*, iar la coincidență interfața asociată este apelată. După execuția acesteia simularea continuă cursul obișnuit.

Registrele magistralei pot fi referite în două moduri :

a) dintr-un program simulat, prin intermediul instrucțiunilor de I/E IN ⟨adr. registru⟩ și OUT ⟨adr. registru⟩ ;

b) din programul de comandă a simulării sau dintr-o interfață, folosind comanda BYTE FROM ⟨expresie⟩, TO ⟨expresie⟩, unde ⟨expresie⟩ este o expresie SPGF în care pot să apară identificatori de variabile asociate registrelor magistralei INTEL. Asocierea se face utilizînd comanda DEFINE ⟨ident.⟩ = ⟨adr. registru⟩,. . . , ⟨ident.⟩ = ⟨adr. registru⟩.

Pentru a exemplifica utilizarea simulatorului, se consideră interfața ilustrată în programul 3, care adaptează imprimanta FELIX-ului ca

display alfanumeric conectat la INTEL. Interfața SCREEN preia informația de afișat din fișierul de ecran, localizat în memoria INTEL, și o expediază dispozitivului de afișare, în acest caz imprimanta. Fiecare articol al fișierului de ecran corespunde unei poziții de pe ecranul display-ului. Modificarea imaginii (a conținutului fișierului de ecran) este semnalizată prin punerea pe 1 a bitului 5 al registrului de stare STATE, de adresă 04, pe magistrală. Adresa fișierului de ecran este disponibilă în registrele LADDR și HADDR, de adresă 00, respectiv 01. Ori de cîte ori o instrucțiune OUT 04 modifică registrul STATE, interfața SCREEN va fi ape

```
INTERFACE SCREEN; BEGIN
      BYTE FROM (STATE), TO (@CHAR+3);
      @IF 32'@'CHAR@/0 @THEN # 32'-'CHAR
                              BYTE TO (STATE)
        LINE 2
        SPACE 19
        BUTT @LINE,40
        BUTT @LINE,40
        # 0 => J => DISP
        BYTE FROM (HADDR), TO (@DISP+2)
        BYTE FROM (LADDR), TO (@DISP+3)
        # BASE+DISP => DISP
        @LOOP # 0 => I
              @LOOP BYTE FROM (DISP+I)
                    # '@' 127
                    BYTE TO (@CHAR+3)
                    BYTE FROM (@TABLE+CHAR), TO (@BUFF+I)
              @WHILE I-79@/0 @DO # '014700001' I
              @REPEAT LINE 1
                      SPACE 12
                      PRINT=1
                      TEXT @BUFF,40
                      PRINT=1
                      # DISP+80 => DISP

        @WHILE J-24@/0 @DO # '014700001' J
                       @REPEAT LINE 1
                               SPACE 19
                               BUTT @LINE,40
                               BUTT @LINE,40
      @F1 RETURN
        DEFINE LADDR=0H, HADDR=1H, STATE=04H
        DISP: DATA 0
        CHAR: DATA 0
        I:    RESW 1
        J:    RESW 1
        LINE: TEXT'----------------------------------------'
        BUFF: RESB 80

        C=MARKER IS
        S=MARKER IS |
        R=MARKER IS
        TABLE:TEXT='!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!
              TEXT+1  #$%&'()*+,-./0123456789:;<=>
              TEXT='@ABCDEFGHIJKLMN@PQRSTUVWXYZ!!!!!
              TEXT='!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!
        C=MARKER IS )
        R=MARKER IS @
        S=MARKER IS %
END ; SCREEN
```

Programul 3 Interfață pentru display alfanumeric

lată. Deoarece microprocesorul INTEL utilizează codul ASCII, iar FELIX-ul folosește codul EBCDIC, SCREEN realizează și o conversie de cod.

Interfața SCREEN a fost utilizată la simularea programului 4 care realizează superpoziția a trei unde dreptunghiulare. Programul este scris într-un limbaj de programare dezvoltat pe baza MTA. Toate liniile acestui program reprezintă apeluri de macrodefiniții. Rezultatul simulării este ilustrat în figura 3.

```
COMPILE:
LOAD GRAFIC
ERASE WAVES

PROGRAM WAVES(R)
     DRAW TITLE, THEN I=0, AND LOOP, WHILE I-3=/0 DO VALC(I)=VALPOS(I),
                                                     VALNEG(I)=-VALPOS(I)
                                                     I=I+1, THEN REPEAT
LOOP,RES=0, AND I=0, THEN LOOP  ; DISPLAY WAVES
     WHILE I-3=/0 DO IF VALC(I)=0 THEN VALC(I)=NEXTVAL(I), COORD(1)=AXIS(I)-2
                                       TIMES=5, AND ELSE,
                    IF VALC(I)<0 THEN NEXTVAL(I)=VALPOS(I),COORD(1)=AXIS(I)-2
                                       TIMES=3, VALC(I)=VALC(I)+1, RES=RES-2
                                 ELSE,NEXTVAL(I)=VALNEG(I),COORD(1)=AXIS(I)
                                       VALC(I)=VALC(I)-1, TIMES=3, RES=RES+2
                    ENDIF, AND ENDIF, THEN DRAW WAVE , AND I=I+1, THEN
     REPEAT ; DISPLAY WAVES
            IF RES<0 THEN  TIMES=1-RES, AND COORD(1)=33+RES
                     ELSE, TIMES=1+RES, AND COORD(1)=33
            ENDIF, THEN DRAW WAVE, AND SSD, THEN REPEAT

DEFINE RES,VALC(3),NEXTVAL(3),AXIS/2,11,20/,TIMES,I
DEFINE VALPOS/6,4,2/,COORD/2,0/,VALNEG(3)

PICTURE WAVE, IS: POS COORD, THEN (TIMES) !*!, ENDPICTURE, AND
PICTURE TITLE, IS: CWS, THEN TEXT- AVE*1
                   POS 0,03, THEN TEXT-WAVE*2
                   POS 0,17, THEN TEXT-WAVE*3
                   POS 0,25, THEN TEXT-RESULTANT.
                   NL, THEN (40) !*
ENDPICTURE
ENDP


SIMULATE
LOAD SCREEN
CONNECT SCREEN, TO PORT 4H

DRIVER: BEGIN
            BYTE FROM ($SIZE+3), TO (MAX)
     L: EXECUTE
        -> L
SIZE:       DATA 7
            DEFINE MAX=FOH
            ; MAX C[illegible]NE NR. DE MODULE DE MEMORIE
            ; EXISTENTE IN TERMINAL
END ; DRIVER

PROGRAM WAVES (R)
RUN
```

Programul 4 Superpoziţia unor unde dreptunghiulare

```
WAVE 1  WAVE 2   WAVE 3     RESULTANT
I=========================================
I  ***      ***      ***          *******
I  ***      ***      ***          *******
I  ***      ***    *****          *****
I  ***      ***    ***            ***
I  ***    *****    ***            *
I  ***    ***      *****          *
I*****    ***        ***          *
I***      ***        ***        ***
I***      ***      *****      *****
I***      *****    ***        *****
I***        ***    ***        ***
I***        ***    *****          *
I***        ***      ***          ***
I*****      ***      ***          *****
I  ***    *****    *****          ***
I  ***    ***      ***        ***
I  ***    ***      ***        ***
I  ***    ***      *****          *
I  ***    ***        ***          ***
I  ***    *****      ***          *****
I*****      ***    *****          ***
I
```

Figura 3 Forme de undă obţinută prin simulare

5. Funcţii utilitare

Funcţiile utilitare ale sistemului INTELSYS sînt realizate de o serie de module grupate în cadrul segmentului UTILITY. Există următoarele funcţii: editare de texte (inserare, înlocuire, ştergere, listare), copiere şi schimbare nume fişiere, editare de legături pentru modulele de program produse de MTA, obţinere de bandă perforată cu cod INTEL, obţinere de bandă perforată format REPROM cu cod INTEL, transfomarea programelor realocabile INTEL în programe absolute.

Concluzii

Sistemul INTELSYS conține aproximativ 3000 linii sursă (MTA = 1200, UTILITY = 700, INTELSIM = 1000) și a necesitat pentru implementare cca. 2 luni/om. Sistemul a fost utilizat la producerea și testarea programelor de bază și de aplicație pentru terminalul inteligent TELEROM-P, în paralel cu proiectarea hardware a acestuia.

În afară de INTELSYS, sistemul SPGF a stat la baza implementării unui compilator BCPL, a unui translator PSEUDOCOD-FORTRAN, a unui sistem de testare a schemelor logice, și a altor programe. În toate cazurile efortul de implementare a fost mult mai redus în comparație cu cel implicat de utilizarea unui limbaj de programare convențional. De asemenea, timpul de implementare se reduce substanțial. De exemplu, în cazul dezvoltării limbajului folosit în programul 4 au fost necesare cca. 10 zile/om.

BIBLIOGRAFIE

1. *C. A. Giumale*, Buletinul Institutului politehnic „Gh. Gheorghiu-Dej" București, Seria Electrotehnică tom. XL Nr. 4 pag. 83.
2. *C. A., Giumale*, Buletinul Institutului politehnic „Gh. Gheorghiu-Dej" București, Seria Electrotehnică tom. XLI Nr. 1 pag. 85.

Extensible Programming Systems — An Application

A versatile software implementation system, generated with little effort using an extensible system, is presented. The system has been used successfully to write and test programs for an intelligent terminal.

BULETINUL INSTITUTULUI POLITEHNIC „GHEORGHE GHEORGHIU-DEJ" BUCUREŞTI SERIA ELECTROTEHNICĂ

apare trimestrial, în continuarea vechilor periodice ştiinţifice : „Bulletin de Mathématiques et de Physique pures et apliquées", „Buletinul Politehnicei din Bucureşti" şi Buletinul Institutului politehnic „Gheorghe Gheorghiu-Dej" Bucureşti.

Organizat pe baze noi, el reflectă în primul rînd activitatea ştiinţifică a corpului didactic din institut. În limita spaţiului disponibil, se pot publica şi lucrări ştiinţifice ale colaboratorilor din afara institutului.

Corespondenţa privind articolele, schimburile de publicaţii şi abonamentele se fac pe adresa institutului.

BULETINUL INSTITUTULUI POLITEHNIC „GHEORGHE GHEORGHIU-DEJ" BUCUREŞTI РАЗДЕЛ ЭЛЕКТРОТЕХНИКИ

Выходит четыре раза в год, являясь продолжением прежных научных периодических журналов „Bulletin de Mathématiques et de Physique pures et appliquées", Buletinul Politehnicei din Bucureşti", и „Buletinul Institutului politehnic "Gheorghe Gheorghiu Dej" Bucureşti.

Составленный на новых основах, он отражает в первую очередь научную деятельность преподавательского состава Бухарестского политехнического института. В пределахво восможностеи будут опубликоваться и научно исследовательские работы специалистов извне.

Переписка, обмен периодическими изданиями и подписка производятся по адресу института.

BULETINUL INSTITUTULUI POLITEHNIC „GHEORGHE GHEORGHIU-DEJ" BUCUREŞTI ELECTROTEHNICS SERIES

The Bulletin is issued quarterly, continuing the old scientific periodicals : „Bulletin de Mathématiques et de Physique pures et appliquées", „Buletinul Politehnicei din Bucureşti" and „Buletinul Institutului politehnic „Gheorghe Gheorghiu-Dej" Bucureşti.

Organized on a new basis, it primarily reflects the scientific activity of the academic staff from Institute. Researchers from outside the institute can also publish their papers within the available space.

The correspondance regarding the articles, change of publications and subscriptions are sent to the folowing address.

BULETINUL INSTITUTULUI POLITEHNIC „GHEORGHE GHEORGHIU-DEJ" BUCUREŞTI SÉRIE ÉLECTROTECHNIQUE

parait tous les trois mois, continuant les anciens périodiques scientifiques : „Bulletin de Mathématiques et de Physique pures et appliquées", „Buletinul Politehnicei din Bucureşti" et „Buletinul Institutului politehnic „Gheorghe Gheorghiu-Dej" Bucureşti.

Organisé sur de nouveaux principes il reflète tout d'abord l'activité scientifique du corps enseingnant de l'Institut. Dans la limite de l'espace disponible on peut y publier aussi les travaux scientifiques des collaborateurs de l'extérieur.

L'adresse pour la correspondance concernant les articles, les échanges de publications et les abonnements est :

Adresă :

INSTITUTUL POLITEHNIC
„GHEORGHE GHEORGHIU-DEJ" BUCUREŞTI
ROMÂNIA
Splaiul Independenţei nr. 313
Căsuţa Poştală nr. 2356
(pentru Buletinul Institutului)
Seria Electrotehnică

I. P. Informaţia c. 1467

40.480

1980 FEB 15

Lei 20

F 1130/2

BULETINUL INSTITUTULUI POLITEHNIC „GHEORGHE GHEORGHIU-DEJ" BUCUREȘTI

SERIA ELECTROTEHNICĂ

TOMUL XLI NUMĂRUL 4 ANUL 1979
OCTOMBRIE — DECEMBRIE

COMITETUL DE REDACȚIE

REDACTOR RESPONSABIL : Academician *Radu Voinea*

MEMBRII : Prof. dr. ing. *Constantin Bălă* (redactor responsabil adjunct); Prof. dr. docent ing. *Gheorghe Buzdugan*, membru corespondent al Academiei Republicii Socialiste România; Prof. dr. docent ing. *Gheorghe Cartianu*, membru corespondent al Academiei Republicii Socialiste România; Prof. dr. ing. *Sergiu Călin* (secretar științific) Prof. dr. docent ing. *Virgil Constantinescu*; Prof. dr. ing. *Alexandru Dănescu*; Prof. dr. ing. *Gleb Drăgan*; Prof. dr. ing. *Nicolae Geru*; Prof. dr. ing. *Berthold Grünwald*; Prof. dr. *Ion Grădișteanu*; Prof. dr. ing. *Gheorghe Hortopan*; Prof. ing. *Jean Moncea*; Academician *Ecaterina Ciorănescu Nenițescu*; Prof. dr. ing. *Aurel Oprean*; Prof. dr. ing. *Mircea Petrescu*; Prof. dr. ing. *Ion Popescu*; Prof. dr. ing. *Marin Rădoi*; Prof. dr. ing. *Marcel Segărceanu*; Prof. dr. *Octavian Stănășilă*; Prof. dr. docent ing. *Ion Teoreanu*; Prof. dr. docent *Rodica Vîlcu*.

Editor: Institutul politehnic „Gheorghe Gheorghiu-Dej" București
Splaiul Independenței 313, Tel. 31.40.10, România, Căsuța poștală 2356
TELEX : 14.490 PIBUH

Readers from abroad can get subscriptions for this newspaper trough ILEXIM import-export press, 13 Decembrie St. Nr. 3, P.O.B. 2001, telex 011226, Bucharest ROMANIA

Sumar

MATEMATICĂ

Irina Bucurescu

On the State Minimization of Incompletely Specified Sequential Machines 3

FIZICĂ

D. Iordache, M. Stan, Luminița Danello, Gh. Lăzărescu

Analysis of the Physical Problems Involved by the Estimation of the Efficiency of Cryogenic Electric Lines 11

E. V. Sofron, P. E. Sterian, H. N. Teodorescu

Les dispositifs aux CLN employés en régime de „clavette électrooptique" 21

ELECTROTEHNICĂ

C. Bălă, I. Soran

Cîmpul magnetic în mașina electrică cu jug exterior saturat 27

ELECTRONICĂ

T. Tebeanu, I. Costea, D. Dascălu

Digital Microwave Transmission with Pulsed Impatt Diodes 37

D. Stanomir

Sisteme hibride. Concepte fundamentale 45

ENERGETICĂ

C. Gary, G. Drăgan, D. Cristescu

Considérations sur l'aspect physique de l'effet de couronne de choc autour des conducteurs 55

AUTOMATICĂ

S. Florea, I. Catană

Asupra unei metode de îmbunătățire a comportării dinamice a elementelor de execuție hidraulice 67

I. Russ

Utilizarea teoriei jocurilor în sinteza comenzilor optimale de sensibilitate redusă 77

CALCULATOARE

Cr. Giumale

Sisteme de programare extensibile — Proiectul „GT" 89

Eugenia Kalisz

Eliminarea conflictelor prim-prim dintr-o gramatică independentă de context 95

BULETINUL INSTITUTULUI POLITEHNIC „GHEORGHE GHEORGHIU-DEJ"
BUCUREȘTI
SERIA ELECTROTEHNICĂ
Tomul XLI — 1979, Numărul 4

MATEMATICĂ

C.Z.: 519.49

ON THE STATE MINIMIZATION OF INCOMPLETELY SPECIFIED SEQUENTIAL MACHINES

IRINA BUCURESCU *

A list of definitions concerning the notions used in the minimization of the number of internal states of an incompletely specified sequential machine is presented. Finally, the minimization problem is treated as a problem of pseudo-Boolean programming.

Definition 1. A sequential machine is defined as a 5-tuple $M(I, Q, W, f, g)$ where :

I is the set of inputs
Q is the set of internal states
W is the set of outputs
f is the transition function (or the next state function)

$$f : D_f \to Q \text{ where } D_f \subseteq I \times Q$$

g is the output function

$$g : D_g \to W \text{ where } D_g \subseteq I \times Q$$

The sets I, Q and W are assumed finite and nonempty. If $D_f = D_g = I \times Q$, the machine M is called completely specified, otherwise it is incompletely specified.

Definition 2. An input sequence $i_1, i_2, \ldots, i_l$ with $i_j \in I$, $1 \leqslant j \leqslant l$, is said to be applicable to the machine M in state q_1, if there is a sequence of states $q_1, q_2, \ldots, q_l$ with $q_j \in Q$, $1 \leqslant j \leqslant l$, such that for each j, $1 \leqslant j \leqslant l-1$, we have

$$(i_j, q_j) \in D_f,\ f(i_j, q_j) = q_{j+1} \text{ and } (i_l, q_l) \in D_g$$

Definition 3. Two internal states p_1 and q_1 of the machine M are said to be compatible if for any input sequence $i_1, i_2, \ldots, i_l$ which is appli-

Manuscript received 1 Novembre 1978
* Assistent Chair of Matematics

cable to M in p_1 and to M in q_1, producing the sequences of states $p_1, p_2, \ldots, p_l$ and $q_1, q_2, \ldots, q_l$, respectively, the following condition is fulfilled :

$$g(i_l, p_l) = g(i_l, q_l)$$

Otherwise, the states p_1 and q_1 are said to be incompatible.

Definition 3'. Two internal states p_1 and q_1 of the machine M are said to be compatible if for any input sequence $i_1, i_2, \ldots, i_l$ which is applicable to M in p_1 and to M in q_1, producing the sequences of states $p_1, p_2, \ldots, p_l$ and $q_1, q_2, \ldots, q_l$, respectively, the following condition is fulfilled : if there is j, $1 \leqslant j \leqslant l$, such that $(i_j, p_j) \in D_g$ and $(i_j, q_j) \in D_g$ then $g(i_j, p_j) = g(i_j, q_j)$. Otherwise, the states p_1 and q_1 are said to be incompatible. We note $p_1 \sim q_1$ if p_1 and q_1 are compatible and $p_1 \nsim q_1$ if p_1 and q_1 are incompatible.

Proposition 1. Definition 3 is equivalent to definition 3'.

Proof. If $p_1 \underset{3'}{\sim} q_1$ then obviously $p_1 \underset{3}{\sim} q_1$ (case $j = l$). Conversely, let us proof that if $p_1 \underset{3}{\sim} q_1$ then $p_1 \underset{3'}{\sim} q_1$. Let $i_1, i_2, \ldots, i_l$ be an input sequence applicable to M in p_1 and to M in q_1 and let j, $1 \leqslant j \leqslant l-1$ be such that $(i_j, p_j) \in D_g$ and $(i_j, q_j) \in D_g$. Then $i_1, i_2, \ldots, i_j$ is an input sequence applicable to M in p_1 and to M in q_1. According to definition 3 we have $g(i_j, p_j) = g(i_j, q_j)$, therefore definition 3' is valid.

The compatibility relation of the states is always reflexive and symmetrical, but it is not, in general, transitive. Note that in case of the completely specified sequential machines the compatibility relation is transitive too and therefore it is an equivalence relation. This observation greatly simplifies the problem of the minimization of the number of states for the completely specified sequential machines.

Definition 4. For two sequential machines $M(I, Q, W, f, g)$ and $M'(I', Q', W', f', g')$ and two states $q_1 \in Q$ and $q_1' \in Q'$ one says that the machine M' in state q_1' includes the machine M in state q_1 if for any input sequence $i_1, i_2, \ldots, i_l$ which is applicable to M in q_1 the following conditions are fulfilled :

(i) $i_1, i_2, \ldots, i_l \in I'$

(ii) the sequence $i_1, i_2, \ldots, i_l$ is applicable to M' in q_1'

(iii) let $q_1, q_2, \ldots, q_l$ be the sequence of states produced by the machine M in state q_1 under the input $i_1, i_2, \ldots, i_l$ and $q_1', q_2', \ldots, q_l'$ the sequence of states produced by M' in state q_1' under $i_1, i_2, \ldots, i_l$.

Then $g(i_l, q_l) \in W'$ and $g'(i_l, q_l') = g(i_l, q_l)$

Definition 4'. For two sequential machines $M(I, Q, W, f, g)$ and $M'(I', Q', W', f', g')$ and two states $q_1 \in Q$ and $q_1' \in Q'$ one says that the machine M' in state q'_1 includes the machine M in state q_1 if for any input sequence $i_1, i_2, \ldots, i_l$ which is applicable to M in q_1 the following conditions are fulfilled :

(i) $i_1, i_2, \ldots, i_l \in I'$

(ii) the sequence $i_1, i_2, \ldots, i_l$ is applicable to M' in q_1'

(iii) let $q_1, q_2, \ldots, q_l$ be the sequence of states produced by the machine M in state q_1 under the input $i_1, i_2, \ldots, i_l$ and $q_1', q_2', \ldots, q_l'$ the sequence of states produced by M' in state q_1' under $i_1, i_2, \ldots, i_l$.

If there is j, $1 \leqslant j \leqslant l$, such that $(i_j, q_j) \in D_g$ then

$$(i_j, q'_j) \in D_{g'},\ g(i_j, q_j) \in W' \text{ and } g'(i_j, q'_j) = g(i_j, q_j).$$

We note $M'|_{q'_1} \supseteq M|_{q_1}$ if M' in q'_1 includes M in q_1 and $M'|_{q'_1} \not\supseteq M|_{q_1}$ if M' in q'_1 does not include M in q_1.

Proposition 2. Definition 4 is equivalent to definition 4'.

Proof. If $M'|_{q'_1} \underset{4'}{\supseteq} M|_{q_1}$ then obviously $M'|_{q'_1} \underset{4}{\supseteq} M|_{q_1}$ (case $j = l$). Conversely, let us proof that if $M'|_{q'_1} \underset{4}{\supseteq} M|_{q_1}$ then $M'|_{q'_1} \underset{4'}{\supseteq} M|_{q_1}$. Let $i_1, i_2, \ldots, i_l$ be an input sequence applicable to M in q_1 and let j, $1 \leqslant j \leqslant l-1$ be such that $(i_j, q_j) \in D_g$. Then $i_1, i_2, \ldots, i_j$ is an input sequence applicable to M in q_1 and therefore the three conditions of definition 4 are fulfilled. From condition (*ii*) of definition 4 it results that $(i_j, q'_j) \in D_{g'}$, and from condition (iii) we have $g(i_j, q_j) \in W'$ and $g'(i_j, q'_j) = g(i_j, q_j)$, therefore condition (iii) of definition 4' is fulfilled.

Definition 5. A machine $M'(I', Q', W', f', g')$ is said to include a machine $M(I, Q, W, f, g)$ if for any state $q_1 \in Q$ there exists a state $q'_1 \in Q'$ such that machine M' in state q'_1 includes machine M in state q_1.

We note $M' \supseteq M$ if M' includes M.

The inclusion relation of the machines is always reflexive and transitive, but it is not, in general, symmetric.

Definition 6. Two sequential machines M and M' are equivalent if $M' \supseteq M$ and $M \supseteq M'$.

Definitions 1—6, as presented here, are given in ref. [1]. Various forms of the definitions 3' and 4' appear in refs. [2], [3].

The minimization of the number of states of a sequential machine reduces to the determination of a sequential machine $M'(I', Q', W', f', g')$ with the property $M' \supseteq M$ and for which the set Q' of internal states has a minimum number of elements. Hence, the minimum number of internal states of a sequential machine $M(I, Q, W, f, g)$ is

$$\min \{|Q'| \mid |M'(I', Q', W', f', g') \supseteq M(I, Q, W, f, g)\}$$

The construction of the machine with a minimum number of states $M_{\min}$, of a given machine M, is made after the following procedure, proposed by Paull and Unger [2]:

1) one finds all the pairs of compatible states of the machine M;

2) one constructs a family $(S_h)_{1 \leqslant h \leqslant p}$ of subsets of the set Q, which satisfies the following conditions:

a) each S_h is a compatible set, that is, it consists of pairwise compatible states.

b) the family $(S_h)_{1 \leqslant h \leqslant p}$ forms a covering of Q, that is, $S_h \neq \emptyset$, $S_h \subseteq Q$ and $\bigcup_{h=1}^{p} S_h = Q$.

c) the covering $(S_h)_{1 \leqslant h \leqslant p}$ is closed, that is, the states which follow after two states that belong to the same class S_h of the covering, belong also to the same class, S_k, of the covering, for any input applied to the machine.

d) the family $(S_h)_{1 \leqslant p \leqslant h}$ has a minimum number of classes.

3) $M_{\min} = M'(I, Q', W, f', g')$ where $Q' = \{S_h\}_{1 \leqslant h \leqslant p}$, that is, the internal states of the minimal machine are classes of the family constructed above, and the functions f' and g' are defined as follows:

$$f'(i, S_h) = \begin{cases} S_k & \text{if for the input } i \in I \text{ there is a state } q \in S_h \\ & \text{such that } (i, q) \in D_f \text{ and } f(i, q) \in S_k \\ \text{undefined} & \text{otherwise} \end{cases}$$

$$g'(i, S_h) = \begin{cases} g(i, q) & \text{if for the input } i \in I \text{ there is a state } q \in S_h \\ & \text{such that } (i, q) \in D_g \\ \text{undefined} & \text{otherwise} \end{cases}$$

From the construction of M' immediately results that $M' \supseteq M$ and that the set Q' has a minimum number of elements. It has been shown by Miller [1] that if the covering $(S_h)_{1 \leqslant h \leqslant p}$ of the set Q is a partition, i.e., if, in addition, $S_h \cap S_k = \emptyset$ $(h \neq k)$, then the minimality of the machine M' constructed as above is no longer assured (because of the closure condition which must be imposed to the covering).

Definition 7. A maximal compatible set of the machine M is a compatible set which, in addition, is maximal with respect to the inclusion of the sets.

One notes that the family of maximal compatibles of a machine M forms a closed covering of the set of states, but, in general, it does not contain a minimum number of classes.
In this way, the state minimization problem reduces to the determination of a closed covering of the set of states, consisting of compatible sets of states and which has a minimum number of classes (without imposing the maximality of the compatibles). There are, nevertheless, cases of practical interest (sequential machines with certain restrictions on the input sequence) for which the minimization problem reduces to the determination of a covering of maximal compatibles with a minimum number of classes, without imposing the condition of closure of the partition [3], [4].

As a completion of the general minimization method of Paull and Unger [2], a series of systematical procedures have been given (5—7] for the determination of a minimal closed covring consisting of compatible sets of states, when the family of maximal compatibles is known.

The problem of finding a minimal machine can be formulated and solved as a problem of pseudo-Boolean programming [8] as well. Let $Q = \{q_1, q_2, \ldots, q_n\}$ be the set of internal states. Let us introduce the Boole matrix $A = (a_{ij})_{i,j=1,\ldots,n}$, which may be called the compatibility matrix, in the following way:

$$a_{ij} = \begin{cases} 1 \text{ if } q_i \sim q_j \\ 0 \text{ if } q_i \nsim q_j \end{cases}$$

Obviously $a_{ii} = 1$ and $a_{ij} = a_{ji}$. Let us associate to each subset S of the set Q a characteristic vector $(x_1, x_2, \ldots, x_n)$ defined as

$$x_i = \begin{cases} 1 \text{ if } q_i \in S \\ 0 \text{ if } q_i \notin S \end{cases}$$

Proposition 3. A set $S \subseteq Q$ is compatible if and only if its characteristic vector satisfies the Boole equation

$$\bigcup_{i=1}^{n} \bigcup_{j=1}^{n} \bar{a}_{ij}\, x_i x_j = 0 \tag{1}$$

or, equivalently, the pseudo-Boole equation

$$\sum_{i=1}^{n} \sum_{j=1}^{n} \bar{a}_{ij}\, x_i x_j = 0 \tag{2}$$

Proof. A set S is compatible if and only if its characteristic vector satisfies the condition that for any $i, j = 1, \ldots, n$ if $x_i x_j = 1$ then $a_{ij} = 1$ This condition is equivalent to the system of Boole equations

$$\bar{a}_{ij}\, x_i x_j = 0 \qquad (i, j = 1, \ldots, n)$$

or, the Boole equation (1).

Proposition 4. A set $S \subseteq Q$ is a maximal compatible if and only if its characteristic vector satisfies the system of Boole equations

$$x_i = \prod_{\substack{j=1 \\ j \neq i}}^{n} (a_{ij} \cup \bar{x}_j) \qquad (i = 1, \ldots, n) \tag{3}$$

Proof. Equation (1), which states the compatibility, is equivalent to the system of Boole equations

$$x_i \bigcup_{\substack{j=1 \\ j \neq i}}^{n} \bar{a}_{ij} x_j = 0 \qquad (i = 1, \ldots, n)$$

which writes also as a system of Boole inequations

$$\bigcup_{\substack{j=1 \\ j \neq j}}^{n} \bar{a}_{ij}\, x_j \leqslant \bar{x}_i \qquad (i = 1, \ldots, n) \tag{4}$$

The maximality condition is the following : for any i, if $x_i = 0$ then there is a $j \neq$ i such that $a_{ij} = 0$ and $x_j = 1$. This means that for any i, if

$\bar{x}_i = 1$ then

$$\bigcup_{\substack{j=1 \\ j \neq i}}^{n} \bar{a}_{ij}\, x_j = 1$$

Thus, the maximality condition can be expressed through the system of Boole inequations

$$\bar{x}_i \leqslant \bigcup_{\substack{i=1 \\ j \neq i}}^{n} \bar{a}_{ij}\, x_j \qquad (i = 1, \ldots, n) \tag{5}$$

Hence the maximal compatible sets are characterized by the inequations (4) and (5), which are equivalent to the system of Boole equations

$$\bar{x}_i = \bigcup_{\substack{j=1 \\ j \neq i}}^{n} \bar{a}_{ij}\, x_j \qquad (i = 1, \ldots, n)$$

which is the dual form of (3).

Remark. As any compatible set is a subset of a maximal compatible set, by determining all the maximal compatible sets one determines, in fact, all the compatible sets.

Let $S_1, S_2, \ldots, S_m$ be all the compatible sets of the machine M. We introduce the Boole matrix $C = (c_{ij})_{\substack{i=1,\ldots,n \\ j=1,\ldots,m}}$, which may be called covering matrix, as follows

$$c_{ij} = \begin{cases} 1 & q_i \in S_j \\ 0 & q_i \notin S_j \end{cases}$$

and associate a characteristic vector $(y_1, y_2, \ldots, y_m)$ to each family F of compatible sets, by

$$y_j = \begin{cases} 1 & S_j \in F \\ 0 & S_j \notin F \end{cases}$$

Proposition 5. A family F of compatible sets realizes a covering of the set Q of internal states if and only if its characteristic vector satisfies the Boole equation

$$\prod_{i=1}^{n} \bigcup_{j=1}^{m} c_{ij}\, y_j = 1 \tag{6}$$

or, equivalently, the pseudo-Boole equation

$$\sum_{i=1}^{n} \prod_{j=1}^{m} (1 - c_{ij} y_j) = 0 \tag{7}$$

Proof. Each state $q_i \in Q$ is covered by at least one set S_j if and only if for any $i = 1, \ldots, n$ there is at least one $j = 1, \ldots, m$ such that $c_{ij} = y_j = 1$. Thus, the covering condition can be expressed by the system of Boole equations

$$\bigcup_{j=1}^{m} c_{ij} y_j = 1 \qquad (i = 1, \ldots, n)$$

which can be also written as the equation (6), the dual of which is the pseudo-Boole form (7).

Proposition 6. A family F of compatible sets realizes a closed covering of the set Q if and only if its characteristic vector satisfies the Boole equations (6) and

$$\prod_{\substack{h=1 \\ |S_h| \geqslant 2}} \left(\bar{y}_h \cup \prod_{\substack{i \in I \\ |S_{hi}| \geqslant 2}} \bigcup_{\substack{k=1 \\ S_{hi} \subseteq S_k}}^{m} y_k \right) = 1 \tag{8}$$

or, equivalently, the pseudo-Boole equations (7) and

$$\sum_{\substack{h=1 \\ |S_h| \geqslant 2}}^{m} y_h \sum_{\substack{i \in I \\ |S_{hi}| \geqslant 2}} \prod_{\substack{k=1 \\ S_{hi} \subseteq S_k}}^{m} (1 - y_k) = 0 \tag{9}$$

Proof. Let us denote by S_{hi} the set of the states which follow after the states of S_h under the input $i \in I$. For each set $S_h \in F$, under any input $i \in I$, the next state set S_{hi} is enclosed in at least one set $S_k \in F$ if and only if for each $h = 1, \ldots, m$ if $y_h = 1$ then for any $i \in I$ there is at least one $k = 1, \ldots, m$ with $S_{hi} \subseteq S_k$ and $y_k = 1$. In other words, for any $h = 1, \ldots, m$ if $y_h = 1$ then

$$\prod_{i \in I} \bigcup_{\substack{k=1 \\ S_{hi} \subseteq S_k}}^{m} y_k = 1$$

Thus, the closure condition can be expressed by the system of Boole equations (8), the dual of which can be written as (9). It has been taken into account that the family F forms a covering and therefore for $|S_h| = 1$ and $|S_{hi}| = 1$ the closure condition is satisfied.

Propositions 5 and 6 lead to the following theorem:

Theorem 1. A family F of compatible sets realizes a minimal closed covering of the set Q if and only if its characteristic vector $(y_1^*, y_2^*, \ldots, \ldots, y_m^*)$ minimizes the pseudo-Boole function

$$f(y_1, y_2, \ldots, y_m) = \sum_{j=1}^{m} y_j$$

under the pseudo-Boole constraints

$$\sum_{i\in 1}^{n} \bigcup_{j=1}^{m} (1 - c_{ij}y_j) = 0$$

$$\sum_{\substack{h \\ |S_h|\geqslant 2}}^{m} y_h \sum_{\substack{i\in I \\ |S_{hi}|\geqslant 2}} \prod_{\substack{k=1 \\ S_{hi}\subseteq S_k}}^{m} (1 - y_k) = 0$$

Let N be the number of the maximal compatible sets of the machine M. One remarks that in the particular cases considered in [3], [4], theorem 1 becomes :

Theorem 1'. A family F of maximal compatible sets realizes a minimal covering of the set of states Q if and only if its characteristic vector $(y_1^*, y_2^*, \ldots, y_m^*)$ minimizes the pseudo-Boole function

$$f(y_1, y_2, \ldots, y_N) = \sum_{j=1}^{N} y_j$$

under the pseudo-Boole constraint

$$\sum_{i=1}^{n} \prod_{j=1}^{N} (1 - c_{ij}y_j) = 0$$

REFERENCES

1. *R.E. Miller*, Switching Theory, vol. II, J. Willey & Sons, New York, 1966
2. *M.C. Paull, D.H. Unger*, IRE Trans. Electron. Comput. vol. EC—8, 356 (1959)
3. *E.J. McCluskey, Jr.*, Bell System Technical Journal, vol. XLI, 1759 (1962)
4. *S.H. Unger*, IEEE Trans. Electron. Comput. vol. EC—14, 472 (1965)
5. *A. Graselli, F. Lucio*, IEEE Trans. Electron. Comput. vol. EC—14, 350 (1965)
6. *W.S. Meisel*, IEEE Trans. Electron. Comput., vol. EC—16, 508 (1967)
7. *P.K. Gupta, D. Dietmeyer*, IEEE Trans. Comput. vol. C—22, 215 (1973)
8. *P.L. Hammer, S. Rudeanu*, Boolean Methods in Operations Research, Springer-Verlag, 1968

Asupra minimizării stărilor mașinilor secvențiale incomplet definite.

Este prezentată o listă de definiții privind noțiunile folosite în minimizarea numărului de stări interne ale unei mașini secvențiale incomplet definite. În final problema minimizării este tratată ca o problemă de programare pseudo-Booleană.

BULETINUL INSTITUTULUI POLITEHNIC „GHEORGHE GHEORGHIU-DEJ"
BUCUREȘTI
SERIA ELECTROTEHNICĂ
Tomul XLI — 1979, Numărul 4

FIZICĂ

C.Z.: 536.75

ANALYSIS OF THE PHYSICAL PROBLEMS INVOLVED BY THE ESTIMATION OF THE EFFICIENCY OF CRYOGENIC ELECTRIC LINES

D. IORDACHE, M. STAN, LUMINIȚA DANIELLO, GH. LAZARESCU*

In order to find the main physical problems involved by the estimation of the energetic efficiency of cryogenic electric lines, the principal parts of a computation program permiting the solution of the indicated problem were analyzed in detail. The effected study make evident the importance of the knowledge of the different entropy sources of the cryogenic electric lines, as well as of the similitude domains for which the descriptions of the different physical parameters hold certain acceptable accuracies.

The main physical problems involved by the estimation of the efficiency of cryogenic electric lines are :

1) the determination of the thermic state evolution,

2) the estimation of the heat transfer,

3) the estimation of the powers necessary for the pumping of the cooling fluids, respectively for the work of the refrigeration installations ensuring the thermocompensation of these lines.

The effected analysis showed that a computation program leading to the solution of the mentioned problems must have the following principal parts :

I. The group of the input data, which is especially formed by :

1. *the values of the univocity phusical parameters*, having an

a. energetical (powers, electrical tensions, distances) or an

b. technological (the vectors of the compositions of the main conductors, respectively of the stabilization ones, of the insulators, etc., the vectors of the characteristic temperatures, of the geometrical dimensions, and of the flowing parameters, respectively) character.

The effective choice of these parameters is decided by technical or computation considerations.

Manuscript received 27 December 1978

* Prof. Ph. D; Lecturer; Lecturer; Sci. Worker; Physics Dep.

2. *The values of the physical parameters of material (or correlation)* having an electric (ρ, tg δ, etc.), thermic (c_V, λ, a, ...), mechanic or hydraulic (E, σ, ρ_m, η, χ, ...) character, involved in:

a. the evolution of the thermical state or in the state equations, respectively in the expressions of the physical or technical restrictions,

b. the dependence of the previous parameters on the univocity parameters.

II. The main program, which involves the following chief elements:

1. *The thermic state evolution equation*

Starting from the continuity (conservation) equation of the thermic energy:

$$\frac{\partial}{\partial t}(\rho c_V T) + \nabla \bar{J}_W = T \cdot g_S, \tag{1}$$

where g_S is the volumic density of the rate of the entropy generation ($g_S \equiv \rho_{dS/dt}$) and taking into account that — for not too important deviations from the equilibrium state — the non-linear expression of the density of the flux of energy $\bar{J}_W$ can be written in the form ([1], [2]):

$$\bar{J}_W = -\lambda \nabla T - \tau \dot{\bar{J}}_W - \lambda' \cdot \frac{\partial}{\partial t}(\nabla T), \tag{2}$$

it follows that — for constant values of the relaxation time τ of the thermic "tension" — the general expression of the thermic state evolution equation is:

$$\frac{\partial}{\partial t}(\rho c_V T) + \tau \frac{\partial^2}{\partial t^2}(\rho c_V T) + \nabla\left(-\lambda \nabla T - \lambda' \cdot \frac{\partial}{\partial t}(\nabla T)\right) = T \cdot g_S + \tau \frac{\partial}{\partial t}(T \cdot g_S), \tag{3}$$

Let be Pg, Gt and Mz the similitude criteria defined as:

$$Pg = \frac{\tau}{t}, \quad Gt = \frac{\lambda'}{\lambda t}, \quad Mz = \frac{g_S t}{\rho c_V}, \tag{4}$$

where t is a time characteristic for the decreasing of the thermodynamic flux (defined, for example, by: $\bar{J}_W(t) = \frac{1}{2} \cdot \bar{J}_W(0)$).

Owing to the complexity of the equation (3), in practice there are frequently used the following approximations:

a. *the approximation of the semi-linearity of the relation thermodynamic flux-thermodynamic force* ($Gt \ll 1$, [3], [4]), which — in the con-

ditions of "weak" irreversibilities ($Mz \ll 1$, neglecting therefore the term in g_S) — leads ([2]) to the equation:

$$\frac{\partial T}{\partial t} + \tau \frac{\partial^2 T}{\partial t^2} = a\Delta T, \tag{5}$$

b. *the approximation of the linearity of the relation thermodynamic flux-thermodynamic force* (Pg, $Gt \ll 1$), which together with the hypotheses of the constancy of the parameters ρ, c_V, λ, leads to the equation: ([5] — —[7]):

$$\frac{\partial T}{\partial t} = a\Delta T + \frac{T \cdot g_S}{\rho \cdot c_V}, \tag{6}$$

where $a = \dfrac{\lambda}{\rho c_V}$ is the coefficient of the thermic diffusion.

2. *The continuity conditions for the separating surfaces* (which can be justified also on the basis of the thermo-electrostatic analogies):

a. *solid-fluid*: $h(T_s - T_f) = T_s \cdot \sigma_S - \lambda \left(\dfrac{\partial T}{\partial n}\right)_s$, (7)

b. *solid-solid*: $T_{s1}\, \sigma_{S1} - \lambda_1 \left(\dfrac{\partial T}{\partial n}\right)_{s1} = T_{s2}\, \sigma_{S2} - \lambda_2 \left(\dfrac{\partial T}{\partial n}\right)_{s2}$, (8)

where σ_S is the rate of the entropy generation per unity of area, and

3. *The temporal thermic conditions*: $T_i(0) = T_{i0}$. (8)

4. *The equation of the cooling fluid flowing*, which — in the case of the most general laminar flowings — is given by the expression ([8]):

$$\rho \cdot \frac{d\bar{v}}{dt} = \bar{f} - \nabla p + \Sigma \frac{\partial}{\partial x_i}\left(\eta \cdot \frac{\partial \bar{v}}{\partial x_i}\right) + \nabla\left[\left(\zeta + \frac{1}{3}\eta\right)\nabla \bar{v}\right], \tag{9}$$

where f is the volumic density of the interaction forces, and η, ξ are the dynamic viscosity, respectively the additional viscosity at compression.

5. *Conditions imposed (restrictions) to the working regime of the cryoresistive and superconducting cables*

The restrictions of physical nature imposed to the working regime of the conducting cables may be:

a. *general (common to all types of cables)*, for example the requirement that the intensity of the electrical field in dielectrics should not overcome the corresponding disruption strength,

b. *specific to the superconducting cables*, i. e.:

b'. the requirement that the working temperature of the cable (T) should be less than the critical temperature T_c of the superconducting material,

b''. the requirement that the magnetic induction B existing in the superconducting material at temperature T should be less than the critical induction ($B_c(T)$ or B_{c2}, depending on the superconductor type) of the respective superconductor at the specified temperature : $B(T) < B_c(T) = B_0\left(1 - \frac{T^2}{T_c^2}\right)$, for superconductors of the first type, respectively : (10)

$B(T) < B_{c2}$, for superconductors of the second type, with the corollary : the density j of the electrical current in the superconductor should not depass the critical density j_c of the current in the respective superconductor :

$$j < j_c = \frac{\alpha}{B_0 + B}, \tag{11}$$

where B is the magnetic induction acting on the superconductor.

The technical restrictions (due to the necessity of avoiding the accumulation of dissipated energy, in a spatial domain of limited dimensions, within an accidental passing of the superconductor to the normal phase) are different as — in the aim of stabilize the cable work — the method of including the superconductor into a matrix of electricity and heating well-conducting wires is used or not ([9], [10]) :

c. *the case of the use of the stabilization matrix*

$$d < \sqrt{-\frac{\sigma \cdot \lambda}{j_c \cdot \frac{dj_c}{dT}} \cdot \frac{1 - F_s}{F_s}} \quad \text{(the criterion of the "dynamic stability")} \tag{12}$$

where d is the diameter of the "elementary" superconducting wires, σ is the electrical conductivity of the stabilizing material , λ is the thermic conductivity of the superconductor, and F_s is the volumic fraction occupied by the superconductor,

d. *without stabilization matrix*

$$d < \sqrt{-\frac{C \cdot \rho_m}{\mu_0 j_c \cdot \frac{dj_c}{dT}}} \quad \text{(the criterion of the "adiabatic stability")} \tag{13}$$

where C and ρ_m are the specific heat, and the massic density of the superconductor, respectively.

6. *The expressions of the powers necessary for* :

a. *the pumping of cooling fluids* through N pipes, with radii $R_k (k = 1, 2, \ldots N)$, when there are considerable variations of the temperature along these pipes, which leads to a certain dependence of the viscosity upon the position x along the pipe :

$$P_p = \sum_{k=1}^{N} \frac{8 Q_k^2}{\pi R_k^4} \int_0^d \eta_k(x) \cdot dx, \tag{14}$$

b. *the work of the refrigerating installations ensuring the thermocompensation (in stationary regime) of the cryogenic cables* :

$$P_r = \frac{1}{\eta_r}\left[\sum_{k=1}^{n}\int_{\Omega_k} T_k(\bar{r})g_{Sk}(\bar{r})dV + \sum_{j=1}^{N}\int_{\Sigma_j} T_j(\bar{r})\sigma_{Sj}(\bar{r})dA\right], \qquad (15)$$

where the functions $T_k(\bar{r})$ and $T_j(\bar{r})$ describe the dependencies of the thermodynamic temperature upon the position inside the domain Ω_k of the element $k(=1, 2, \ldots n)$ — volumic entropy generator, respectively on the surface Σ_j of the element $j\,(=1, 2, \ldots N)$ — surface entropy generator, $g_{Sk}(\bar{r})$ and $\sigma_{Sj}(\bar{r})$ are the functions describing the dependencies of the volumic, respectively of surface, densities of the entropy generation rate upon the position inside the domain Ω_k, respectively on the surface Σ_j, and η_r is the efficiency of the refrigerating installations used for the thermocompensation of the cryogenic cable.

III. The group of the computation subroutines, which is formed mainly of :

1. *The subroutine permiting the evaluation of the volumic g_S, respectively of surface σ_S, densities of the entropy generation rate, for the components — of different types — of the cryogenic cables, by means of the expressions* :

The type of the component	The expression of the density of the entropy generation rate
Cryoresistive conductors	$g_S = \dfrac{\sigma(T)}{T}\cdot E^2(\bar{r})$
Dielectrics (electric insulators)	$g_S = \dfrac{E^2(\bar{r})}{T}\begin{cases}\dfrac{1}{\rho c c(T)}, & \text{for direct current}\\ \omega\varepsilon tg\delta, & \text{for alternative current}\end{cases}$
Cooling fluids and thermic insulators	$g_S = \dfrac{\lambda}{T^2}(\Delta T)^2 + \dfrac{\eta}{2T}\sum\left(\dfrac{\partial v_i}{\partial x_j}+\dfrac{\partial v_j}{\partial x_i}-\dfrac{2}{3}\delta_{ij}\nabla\bar{v}\right)^2 + \dfrac{\zeta}{2T}\Delta(\bar{v})^2$
Superconductors in Meissner phase	$\sigma_S = \dfrac{K}{T}\cdot B_m^n$
Superconductors or the second type, in transition regime between the Meissner phase and the normal phase	$\sigma_S = \dfrac{2f(B_m-\mu_0 H_s)^3}{3\mu_0^2 T}\cdot\left(\dfrac{1}{j_{co}}+\dfrac{B_m-\mu_0 H_s}{\alpha}\right)$
Surfaces separating mediums at the temperatures T_1, $T_2(<T_1)$, between which there is a convection heat exchange	$\sigma_S = \dfrac{h}{T_2}(T_1 - T_2)$
Group of n metallized foils having each the emittance ε_f, situated between surfaces of emittance ε_s, at the temperature T_1, $T_2(<T_1)$	$\sigma_S = \dfrac{\varepsilon_s\varepsilon_f}{2n\varepsilon_s(1-\varepsilon_f)+\varepsilon_f(2-\varepsilon_s)}\cdot\dfrac{\sigma}{T_2}(T_1^4 - T_2^4)$

(B_m is the amplitude of the alternative magnetic induction acting on the superconductor, H_s is the intensity of the magnetic field due to the surface electric currents, $j_{c0} = \frac{\alpha}{B_0}$ is the density of the critical current for a null magnetic field, h is the coefficient of the thermic transmission of the surface separating the considered mediums, and σ is the Stefan-Boltzmann constant).

2. *The subroutine permiting the evaluation of the physical parameters involved in the thermic state evolution equations, in the expressions of the restrictions, or in those of the entropy generation rates, starting from the values of the univocity parameters*, which contains the expressions (Re, Pr and Gr are the Reynolds, Prandtl and Grashoff similitude criteria, and m. n. p are defined by the adimensional expression of the Nusselt criterion : $Nu = \ldots Re^m . Pr^n . Gr^p \ldots$) :

The parameter	The nature of the material		The expression	Other expressions of importance
Resistivity, $\rho(T)$	Metals (cryoresistive conductors)		$\rho_i + C\left(\frac{T}{\theta}\right)^5 \cdot \int_0^{\theta/T} \frac{x^5 e^x \cdot dx}{(e^x-1)^2}$ [11]	[12]–[15]
Specific heat, $c(T)$	Cryoresistive conductors		$c_1 T + c_3 T^3$	
	Superconductors		$c_0 \cdot \exp\left(-s \cdot \frac{T_c}{T}\right)$	
Coefficient of thermic transmission, h	Stationary flowings	free	$C \cdot \frac{\lambda}{l} Pr^n \cdot Gr^p$	
		forced	$C \cdot \frac{\lambda}{l} \cdot Pr^n \cdot Re^m$	[16]–[20]

The expressions of the dependencies of the studied physical parameters on the univocity parameters are considerably different upon the corresponding similitude range. For example, the description of the coefficient of the thermic transmission (h) of the helium, with an accuracy of the order of 10 %, is possible only by means of certain expressions, specific to the different similitude domains : Jacob [16] for $\theta + \sigma < 3$ and $\theta > \sigma$, Boissin [19] for θ, $\sigma \sim 1$, Kutateladze [20] for $\theta + \sigma < 3$ and $\theta < \sigma$, etc., where $\theta = \frac{T}{T_c}$, $\sigma = \frac{S}{S_c}$ (for a more accurate indication of these similitude domains, see fig. 1).

3. *The subroutine permiting the evaluation of the parameters of a given correlation*

If $\bar{t}(m)$ is the vector of the m parameters determined experimentally ($t_{1e}, t_{2e}, \ldots t_{me}$ being the corresponding experimental values), $\bar{u}(n)$ is the vector of the n univocity parameters (which determine the values

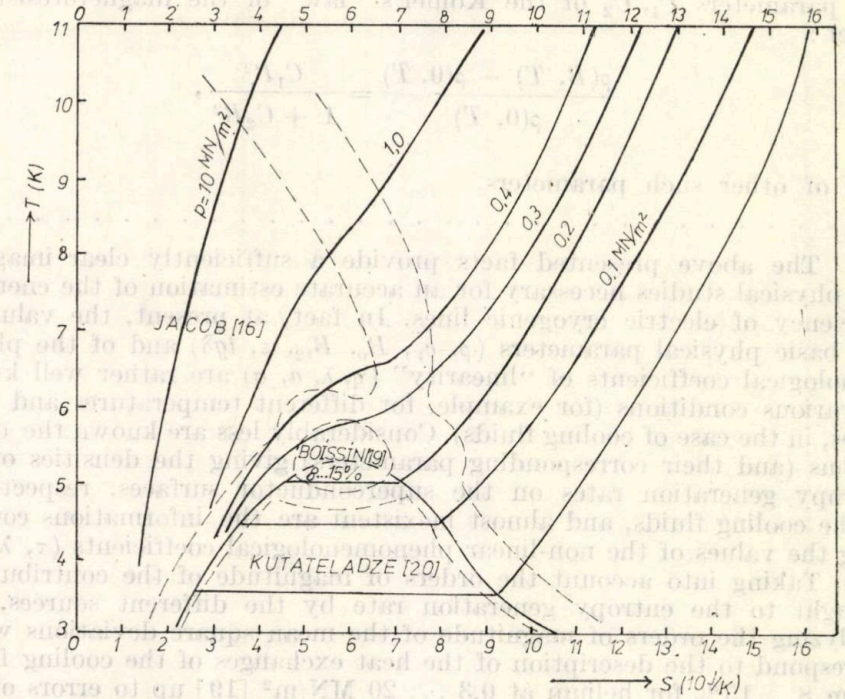


Fig. 1

of the parameters $\bar{t}$), and $\bar{c}(p)$ is the vector of the p "material" or "system" parameters involved in the expressions : $\bar{t} = \bar{f}(\bar{c}, \bar{u})$, corresponding to the given correlations, then — starting from the functional determinant (jacobian) matrix :

$$J_{ij} = \frac{\partial t_i}{\partial c_j} \quad (i = 1, 2, \ldots m\,;\, j = 1, 2, \ldots p), \tag{16}$$

and from the matrix of the weights :

$$\| W_{ki} \| = \| Cov(t_k, t_i) \|^{-1} \quad (k, i = 1, 2, \ldots m), \tag{17}$$

and also from a certain zero-order approximation of the correlation parameters — it is possible to obtain successive approximations of the correlation parameters, using the expression :

$$\bar{c}^{(N+1)} = \bar{c}^{(0)} - \sum_{k=0}^{N} (\bar{\bar{J}}^{(k)} \bar{\bar{W}} \cdot \bar{\bar{J}}^{(k)})^{-1} \cdot \bar{\bar{J}}^{(k)} \bar{\bar{W}} \cdot \bar{A}_k, \tag{18}$$

where :

$$\bar{A}_k = \bar{f}(\bar{c}_k, \bar{u}) - \bar{t}_{\exp} \quad (k = 1, 2, \ldots N). \tag{19}$$

This subroutine is important for the evaluation of certain correlation parameters, as : the parameters ρ_i, C and θ corresponding to the

different cryoresistive conductors (see the Matthiessen-Grüneisen „law"), the parameters C_1, C_2 of the Kohler's "law" of the magnetoresistance effect:

$$\frac{\rho(B, T) - \rho(0, T)}{\rho(0, T)} = \frac{C_1 B^2}{1 + C_2 B^2}, \tag{20}$$

and of other such parameters.

. . . . . .

The above presented facts provide a sufficiently clear image of the physical studies necessary for an accurate estimation of the energetic efficiency of electric cryogenic lines. In fact, at present, the values of the basic physical parameters (ρ, c_V, B_0, B_{c2}, ε, $tg\delta$) and of the phenomenological coefficients of "linearity" (η, λ, a, σ) are rather well known in various conditions (for example, for different temperatures and pressures, in the case of cooling fluids). Considerably less are known the correlations (and their corresponding parameters) giving the densities of the entropy generation rates on the superconductor surfaces, respectively of the cooling fluids, and almost inexistent are the informations concerning the values of the non-linear phenomenological coefficients (τ, λ', ζ).

Taking into account the orders of magnitude of the contributions brought to the entropy generation rate by the different sources, and analyzing the orders of magnitude of the mean square deviations which correspond to the description of the heat exchanges of the cooling fluids (from 8...15% for helium at 0.3 ... 20 MN/m^2 [19] up to errors of the same order of magnitude with the evaluated parameter, or higher, in the cases when $Pg \ll 1$, $Gt \ll 1$, particularly for cryogenic gases at reduced pressures and high speeds [7]), there results that the main objective of the experimental studies necessary in order to improve the accuracy of the energetic efficiency estimation seems to be the precisement of the similitude domains and of the correlations expresing the different physical parameters of the cryogenic fluids near their critical state. It is possible that such descriptions may be not given by the usual similitude criteria (*Nu*, *Gr*, *Re*, *Pr*, *Pe*), being probably necessary the definition and the use of certain similitude criteria involving also the phenomenological coefficients of the second order (τ, λ', ζ).

REFERENCES

1. *I. Prigogine* "Introduction to Thermodynamics of Irreversible Processes", 1962.
2. *A. V. Likov* "Teplo- i Massoperenos", t. 4, p. 311, Minsk, 1966.
3. *C. Cattaneo*, Comptes Rend., 246, N 4 (1958).
4. *P. Vernotte*, Comptes Rend., 246, N 22 (1958); ibid., 247, N 4 (1959).
5. *M. A. Miheev* "Osnovi teploperedatchi", Gosenergoizdat, Moscow 1956.,
6. *I. Vlădea* "Manual de termotehnică", Ed. didact. pedag., Bucharest, 1963.
7. *Al. Davidescu, H. Mucica* "Schimbul de căldură în instalaţiile industriale" (Heat Transfer in Industrial Plants), Ed. tehn., Bucharest, 1964.
8. *L. D. Landau, E. M. Lifschitz* "Mécanique des fluides", Ed. Mir, Moscow, 1971.
9. *E. L. Blinkov, I. V. Iakimetz* "A Superconducting Cable under Overload Conditions", Preprint Energ. Inst. G. M. Krijanovski, Moscow, 1976.

10. *A. Arie, D. Iordache, M. Ieremia*, Symp. on Cryoelectrotechnic and Superconductivity Problems, Craiova, dec. 1977.
11. *E. Grüneisen*, Ann. Phys., 16, 530 (1933).
12. *D. K. C. MacDonald*, Handb. d. Phys., 14, Springer, Berlin, 1936.
13. *M. J. Laubitz*, Can. J. Phys., 45, 3677 (1967).
14. *P. Kapitza*, Proc. Roy. Soc. London, S. A, 123, 292, 342 (1929).
15. *M. Kohler*, Ann. Physik, 40, 601 (1941).
16. *M. Jacob* ,"Heat Transfer", Wiley, New-York, 1957.
17. *J. Kestin*, "Boundary Layer Theory", McGraw Hill, New-York, 1960.
18. a) *A. P. Dorey*, Cryogenics, 5, 146 (1965); b) *P. J. Girratano, V. D. Arp, R. V. Smith*, ibid., 11, 385 (1971).
19. *J. C. Boissin* et al., Adv. Cryogenic Eng., 8, 607, Plenum Press, New York, 1968.
20. *S. S. Kutateladze*, AEC Translation, 3770, 1949 (1952).
21. a) *K. Levenberg*, Quart. Appl. Math., 2, 164 (1944); b) *D. Iordache* "Noţiuni şi metode generale ale fizicii" (General Notions and Methods in Physics), Polytechn. Inst. Bucharest, 1976.

Analiza problemelor fizice implicate de estimarea eficienţei liniilor electrice criogenice

În scopul stabilirii principalelor probleme fizice implicate de estimarea eficienţei energetice a liniilor electrice criogenice, au fost analizate în detaliu componentele de bază ale unui program de calcul permiţînd rezolvarea problemei indicate. Studiul efectuat evidenţiază importanţa cunoaşterii diferitelor surse de entropie ale liniilor electrice criogenice, precum şi a domeniilor de similitudine pentru care descrierile diferiţilor parametri fizici păstrează anumite precizii acceptabile.

BULETINUL INSTITUTULUI POLITEHNIC „GHEORGHE GHEORGHIU-DEJ"
BUCUREȘTI
SERIA ELECTROTEHNICĂ
Tomul XLI — 1979, Numărul 4

C.Z.: 537.31

LES DISPOSITIF AUX CLN EMPLOYÉS EN RÉGIME DE „CLAVETTE ÉLECTROOPTIQUE"

E.V. SOFRON, P.E. STERIAN, H.N. TEODORESCU*

Il y sont analysés certaines particularités du phénomène de conductivité électrique dans les dispositifs aux CLN (Cristaux liquides nématiques), employés en régime de ,,Clavette électrooptique", dues aux processus complexes des réductions des combinaisons moléculaires avec échange de charge électrique de l'interface électrode — CLN, pour lequel on propose un modèle simplifié d'analyse et indique la possibilité d'emploi de ces dispositifs pour des différentes applications.

1. La description fonctionelle de quelques dispositifs aux CLN qui fonctionnent en régime de clavette électro-optique.

Les dispositifs aux cristaux liquides nématiques (CLN), qui fonctionnent par effet de diffusion dynamique de la lumière [1, 2], peuvent être utilisés dans un régime particulier de transmission, dénommé régime de clavette ,,électro-optique". Ce régime d'opération nous a été suggéré par les caractéristiques statiques et dynamiques, des dispositifs aux CLN qui ont été examinés expérimentalement [3].

Le fonctionnement des dispositifs aux CLN en régime de clavette électro-optique peût être bien aisement compris, si on faît la comparaison entre la transmission optique T_0 de ceux-ci et la transmission qu'on obtient d'une clavette absorbante quand la sourse de lumière a un mouvement de la base au sommet et vice versa (Fig. 1, a et b).

Pour caractériser du point de vue fonctionnel les dispositifs aux CLN en régime de clavette électro-optique, on présente les courbes expérimentales idéalisées regardant la dépendance de la transmission optique (avec ou sans polariseurs aux axes optiques croisées) de la tension appliquée (Fig. 2, a et b) et de la fréquence (Fig. 3, a et b).

À cause de la non-linéarité des courbes caractéristiques $T_0 = f(U)$ et $T_0 = f(\omega)$, il est nécessaire de trouver un domaine optime de fonctionnement à l'aide de l'approximation linéaire de ces courbes, de la façon suivante :

Ouvrage reçu à la rédaction le 28 Juillet 1978
* Lect. dr. ing. ; Lect. dr. ing. ; Ing., Chaire de Physique.

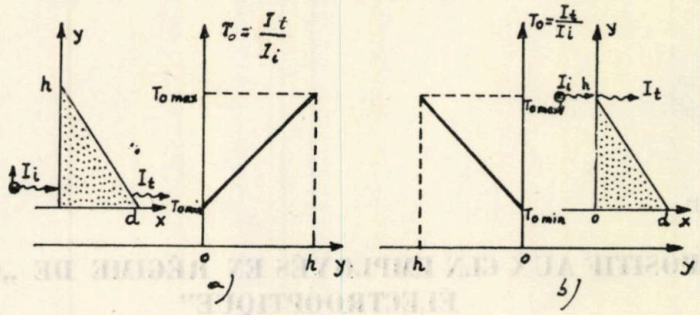


Fig. 1: La transmission optique pour une clavette absorbante:
a) La sourse a un mouvement de bas en haut;
b) La sourse a un mouvement de haut en bas.

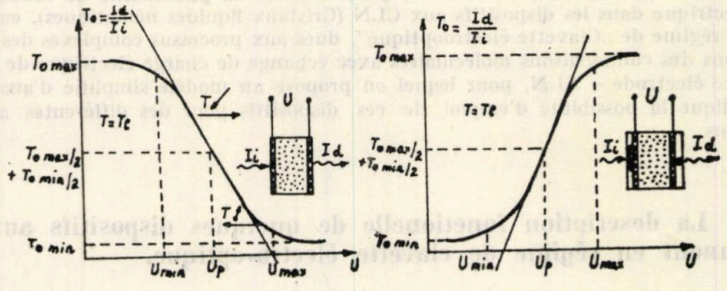


Fig. 2: Les courbes idéalisés $T_0 = f(U)$ pour un dispositif a CLN:
a) sans polariseurs;
b) avec polariseurs croisés;

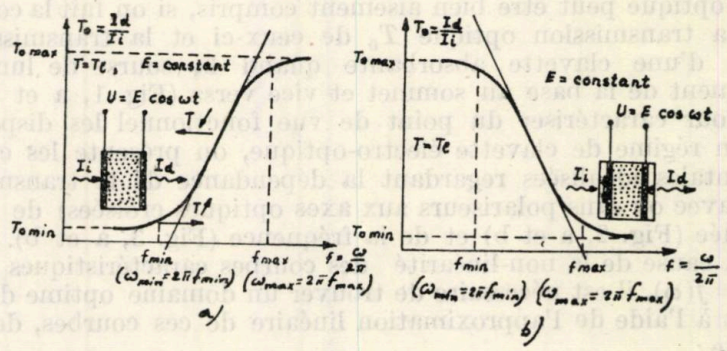


Fig. 3: Les courbes idéalisés $T_0 = f(\omega)$ pour un dispositif a CLN:
a) sans polariseurs;
b) avec polariseurs croisés.

— d'abord on établie les intervales de valeurs pour T_0 et U, respectivement pour ω, dans lesquels fonctionnent les dispositifs aux CLN ;
— on linéarise les courbes caractéristiques expérimentales par la méthode des plus petits carrés ;
— on vérifie si les déviations des paramètres fonctionnels dues à la linéarisation, restent entre les limites admissibles ;
— on calcule des paramètres caractéristiques pour le régime de clavette électro-optique, qui sont définis ainsi :

$$C_u = \frac{T_{0\max} - T_{0\min}}{U_{\max} - U_{\min}}, \text{ pour la commande en tension ;}$$

$$C_\omega = \frac{T_{0\max} - T_{0\min}}{\omega_{\max} - \omega_{\min}}, \text{ pour la commande en fréquence.}$$

Il est utile à remarquer l'importance de la tension du seuil U_p, dans l'établissement du régime d'opération des dispositifs aux CLN (Fig. 2 et 3), qui dépend sensiblement de la fréquence (Fig. 4) et de la température (Fig. 5), selon des courbes expérimentales qui sont montrées pour un dispositif à substance nématique.

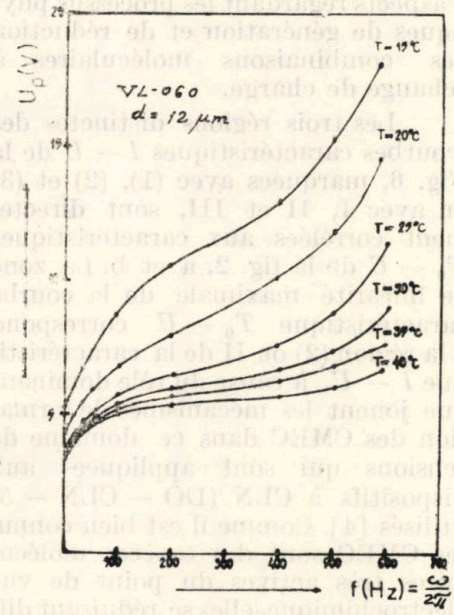


Fig. 4 : Les courbes $U = f(\omega)$ a différentes températures.

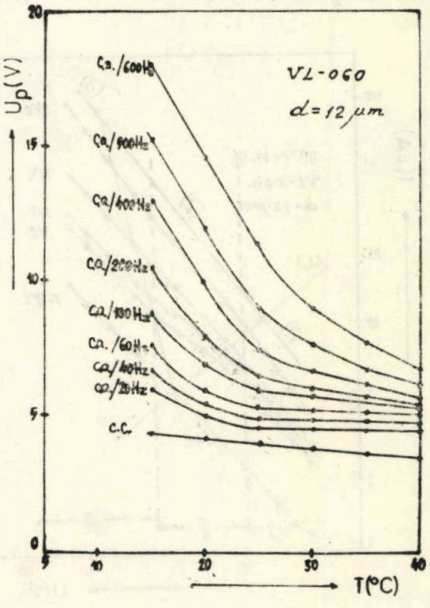


Fig. 5 : Les courbes $U_p = f(T)$ a différentes fréquences

Les expériences effectuées jusqu'à présent, nous montrent qu'il y a aussi d'autres quantités — respectivement des processus physiques — qui ont une influence directe ou indirecte sur le fonctionnement des

dispositifs aux CLN au régime étudié. Parmi ceux-ci, un rôle important revient à ceux-qui sont corrélés au mécanisme de conduction électrique, mécanisme qui est fortément influencé par la génération et la réduction des combinaisons moléculaires à échange de charge (CMEC). Les considérations faîtes sont nécessaires pour la conception et l'utilisation des dispositifs aux CLN en régime de clavette électro-optique comme éléments de mesure et comme traducteurs de processus.

2. L'influence du mécanisme de conduction sur le comportement statique et dinamique des dispositifs aux CLN en régime de clavette électro-optique.

La nature du mécanisme de conduction dans le milieu nématique a été soulignée sur la base des nombreuses études corrélatives en ce qui concerne plusieurs résultats expérimentaux obtenus à l'aide de différentes méthodes [4] :

— le tracement des caractéristiques $I - f(U)$;
— la surveillance des textures optiques ;
— le tracement des caractéristiques électro-optiques etc.

Des caractéristiques expérimentales $I - f(U)$ (Fig. 6) il résulte une suite d'aspects particuliers, regardant le mécanisme de conduction pour les dispositifs aux CLN en régime de clavette électro-optique. Il s'agit d'aspects regardant les processus physiques de génération et de réduction des combinaisons moléculaires à échange de charge.

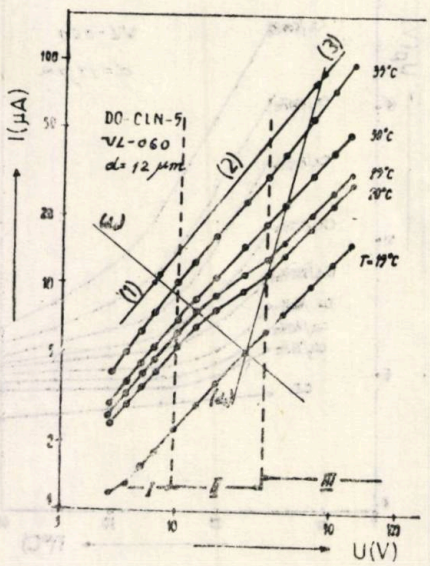


Fig. 6 : Les courbes $I = f(U)$ a différentes températures.

Les trois régions distinctes des courbes caractéristiques $I - U$ de la Fig. 6, marquées avec (1), (2) et (3) ou avec I, II et III, sont directement corrélées aux caractéristiques $T_0 - U$ de la fig. 2, a et b. La zone de linéarité maximale de la courbe caractéristique $T_0 - U$ correspond à la région (2) ou II de la caractéristique $I - U$, à cause du rôle dominant que jouent les mécanismes de formation des CMEC dans ce domaine de tensions qui sont appliquées aux dispositifs à CLN (DO — CLN — 5) utilisés [4]. Comme il est bien connu, les CMEC sont des espèces moléculaires très actives du point de vue électrochimique, elles se réduisant différemment aux électrodes en fonction du moyen d'excitation employé :

— en régime de courant continu, les réactions électrochimiques sont localisées à l'interface électrode — CLN ;
— en régime de courant alternatif, les réactions électrochimiques sont localisées à la surface même des électrodes.

Un modèle physique qui permet de caractériser le mécanisme de conduction des dispositifs aux CLN étudiés, est proposé dans la Fig. 7. Dans un régime dynamique, les particularités des zones de l'interface peuvent être décrites à l'aide d'un circuit électrique équivalent (Fig. 8) qui tient compte du comportement réactif des dispositifs aux CLN en c.a, à différentes fréquences d'opération.

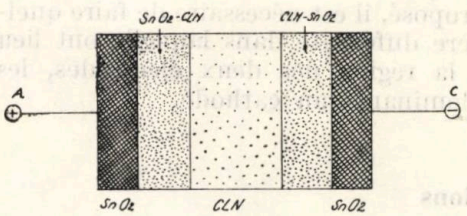


Fig. 7 : Le modèle physique proposé pour un dispositif à CLN.

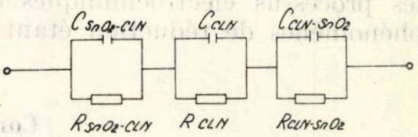


Fig. 8 : Le circuit éléctrique équivalent associé au modèle physique de la Fig. 7.

Du point de vue cantitatif, les particularités des zones de l'interface électrode — CLN peuvent être exprimées par la relation connue de la conductivité électrique en présence des CMEC :

$$\sigma_{CMEC} = \sigma_{0L}\left(\frac{K_L}{c_N}\right)^{1/2} + \sigma_{0i}\, k_i\, (K_L c_N)^{1/2},$$

où

σ_{0L} — est la conductivité pour la structure limite des CMEC ;
K_L — est la constante d'équilibre pour la structure limite des CMEC ;
σ_{0i} — est la conductivité d'une structure intermédiaire des CMEC ;
k_i — est la constante d'équilibre pour la structure intermédiaire des CMEC ;
c_N — est la concentration de la solution nématique utilisée.

En partant de l'expression de K_L :

$$K_L = \frac{4 \cdot \pi \cdot N_A}{1000 \cdot b}\,(1 + 4b + \ldots)\exp b,$$

où

$$b = \frac{q^2}{a\,\varepsilon_D \cdot k_B T}\ ;\ N_A \text{— est la concentration des impuretés acceptables,}$$

on observe le rôle des constantes d'équilibre, qui regardent la réduction électrique ou thermique des CMEC, sur la conduction électrique à l'intérieur des zones de l'interface électrode — CLN ; dans ces zones, la valeur du paramètre b est essentiellement différente de sa valeur dans le volume du milieu nématique, en dépendant de la permitivité ε_D du donneur nématique et du rayon ionique a. Tout de même les variations de la viscosité dans la zone des électrodes sont illustrées dans l'expression de σ_{0L} ; la

conductivité σ_{0L} dépend proportionnellement de l'inverse de la viscosité du milieu nématique.

Ces aspects nous confirment la valabilité du modèle physique proposé, modèle dans la cadre duquel les processus physiques qui ont lieu à l'interface électrode — CLN nous indiquent l'éxistence d'un mécanisme de conduction complexe qui est le résultat de la superposition de quelques régimes de conduction différents.

En ce qui concerne le modèle proposé, il est nécessaire de faire quelques corrections à cause de la manière différente dans laquelle ont lieu les processus électrochimiques dans la région des deux électrodes, les phénomènes de réduction étant prédominants au cathode.

Conclusions

Le modèle physique proposé dans ce travail pour les dispositifs aux CLN, permet de mettre en evidence les particularités spécifiques de leur mécanisme de conduction en régime de clavette éléctro-optique, comme par exemple : la génération et la réduction des CMEC à l'interface électrode-CLN, la corrélation des caractéristiques $I - U$ et $T_0 - U$ sur le même intervale des tensions d'opération.

La connaissance de ce comportement en régime de clavette électro-optique, et de l'influence des différentes facteurs externes comme la température, la fréquence etc., a non seulement une importance théorique pour l'élaboration des modeles d'analyse aussi rigureuses que possible, mais a aussi une importance pratique pour la conception et l'utilisation des dispositifs aux CLN dans différentes applications : traducteurs de processus, modulateurs électro-optiques, atténuateurs de lumière etc.

BIBLIOGRAPHIE

1. *De Gennes, P.G.*, Comptes Rendus, *26 B* (1968) 15
2. *Heilmeier, G.H., Zanoni, L.A., Barton, L.A.*, Proc. IEEE, *56* (1968) 1162
3. *Popescu, I.M., Sofron, E., Sterian, P.*, The 5-th Iranian Conference on Elect. Eng., Shiras, Iran (1975)
4. *Sofron, E.*, Thèse de doctorat, Bucarest (1977).

Dispozitive cu C.L.N. folosite în regim de pană electrooptică

Sînt analizate anumite particularităţi ale fenomenului de conductivitate electrică în dispozitivele cu CLN (cristale lichide nematice), folosite în regim de „pană electrooptică", care se datoresc proceselor complexe de reducere a combinaţiilor moleculare cu schimb de sarcină electrică la interfaţa electrod-CLN, şi se propune un model simplificat de analiză a acestui fenomen pentru dispozitivele de acest tip.

Se indică de asemenea unele posibilităţi de utilizare a acestor dispozitive în diferite aplicaţii.

BULETINUL INSTITUTULUI POLITEHNIC „GHEORGHE GHEORGHIU-DEJ"
BUCUREȘTI
SERIA ELECTROTEHNICĂ
Tomul XLI — 1979, Numărul 4

ELECTROTEHNICĂ

C.Z.: 621.313.8

CÎMPUL MAGNETIC ÎN MAȘINA ELECTRICĂ CU JUG EXTERIOR SATURAT

C. BĂLĂ, I. SORAN*

În lucrare se examinează prin metoda elementului finit, distribuția fluxului magnetic în statorul unei mașini electrice cu considerarea caracteristicii de magnetizare neliniară a miezului feromagnetic. Se stabilesc concluzii cu privire la influența valorii permeabilității magnetice a rotorului și a grosimii benzii de aer prin care se închide fluxul magnetic în exteriorul jugului.

În perioada din urmă, mașinile electrice bipolare și tetrapolare se construiesc cu jugul exterior foarte saturat, inducția aparentă în jug avînd valoarea 2,4 .... 3,2 T. Fluxul magnetic principal se închide în parte prin miezul feromagnetic al jugului și în parte prin carcasă și aer în exteriorul mașinii. Această soluție constructivă prezintă următoarele avantaje: reducerea consumului de material feromagnetic și reducerea diametrului exterior al mașinii. Creșterea pierderilor în jug nu pune probleme deosebite în ceea ce privește încălzirea acestuia, dacă se ține seama de condițiile de răcire bune ale mașinii în această zonă.

În cazul acestei mașini se pune în primul rînd problema determinării distribuției fluxului magnetic în zona statorului, în vederea cunoașterii valorii fluxului magnetic care se închide efectiv prin jug; aceasta este necesară pentru predeterminarea pierderilor, a caracteristicilor de funcționare ale mașinii și a parametrilor acesteia. Distribuția fluxului magnetic în jug este dependentă de dimensiunile jugului, de solenația de excitație și de starea de saturație magnetică a circuitului feromagnetic.

În prezenta lucrare se aplică metoda elementului finit pentru soluționarea problemei neliniare de cîmp plan paralel în statorul unei mașini electrice bipolare cu o distribuție dată a solenației în crestăturile acestuia; pentru simplificare, miezul feromagnetic al rotorului a fost presupus neted și avînd permeabilitatea magnetică constantă, iar miezul feromagnetic al statorului a fost considerat în aer (mașina fiind lipsită de carcasă din materiale feromagnetice sau conductoare).

Caracteristica de magnetizare neliniară a miezului feromagnetic al statorului a fost aproximată printr-o funcție continuă Padé.

S-a examinat distribuția cîmpului magnetic, stabilindu-se influența grosimii finite considerate pentru zona exterioară a mașinii prin care s-a presupus că se închide cîmpul magnetic.

Manuscris predat redacției la data de 15 octombrie 1979
* Prof. dr. ing.; Ing. princ. Catedra Mașini electrice.

1. Metoda de determinare a distribuției cîmpului

Se consideră o mașină bipolară, simetrică, cu armăturile cilindrice; în acest caz este suficient să se determine cîmpul magnetic într-un sfert din mașină.

În figura 1 se prezintă domeniul D în care se rezolvă problema de cîmp magnetic, delimitat de frontierele următoare:

— axa $A - B$ a înfășurării echivalente a statorului care produce cîmpul magnetic; această axă coincide cu axa polului inductor și constituie o linie de cîmp magnetic care trece radial prin miezul rotorului, întrefier, miezul statorului și prin aer în exteriorul jugului statorului; de-a lungul acestei axe potențialul magnetic vector satisface relația:

$$\bar{A} = 0 \qquad (1)$$

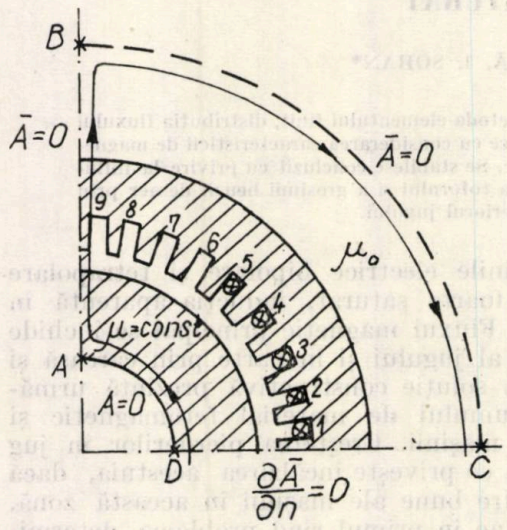


Fig. 1 — Secțiune transversală parțială prin mașină cu specificarea condițiilor pe frontieră.

— arcul de cerc $B - C$, considerat în afara jugului statorului de formă cilindrică la o anumită distanță și concentric față de acesta; aceasta constituie o linie de cîmp magnetic pentru care potențialul magnetic vector $\bar{A}$ satisface de asemenea relația (1) și delimitează zona pînă la care se închide cîmpul magnetic în afara jugului.

— axa neutră $C - D$ a cîmpului magnetic care trece radial prin aer, miezul feromagnetic al statorului, întrefier și rotor; pentru această axă, potențialul magnetic vector satisface relația:

$$\frac{\partial \bar{A}}{\partial n} = 0 \qquad (2)$$

— arcul de cerc $D - A$, considerat pe suprafața interioară a jugului rotorului, constituie o linie de cîmp; de-a lungul acestui arc, potențialul magnetic vector $\bar{A}$ satisface de asemenea relația (1).

Armătura feromagnetică a statorului este prevăzută cu un număr finit de crestături ($Z = 36$) distribuite uniform.

Solenația din fiecare crestătură a statorului se consideră distribuită uniform; solenația de excitație are o distribuție discretă în crestături; s-a considerat cazul particular în care solenația variază astfel: $\theta_{c1} = \theta_{c2} = \theta_{c3}$; $\theta_{c4} = \theta_{c5} = 0{,}518\ \theta_{c1}$ și $\theta_{c6} = \theta_{c7} = \theta_{c8} = \theta_{c9} = 0$.

În interiorul domeniului, cîmpul magnetic satisface ecuația cu derivate parțiale liniară de tip Poisson în interiorul crestăturii și ecuația de tip

Laplace în rest (ecuația cîmpului este neliniară în zona miezului feromagnetic al statorului); s-au neglijat curenții turbionari induși în miezul feromagnetic al mașinii.

Funcționala energiei înmagazinate în domeniul plan D considerat cu pierderi în mediul de rezistivitate ρ este dată de relația:

$$\mathcal{F} = \frac{1}{2}\iint_{\mathcal{D}}\left[\frac{1}{\mu}\left(\frac{\partial A}{\partial x}\right)^2 + \left(\frac{\partial A}{\partial y}\right)^2 + \frac{1}{\rho}\frac{\partial A}{\partial t} - JA\right]\mathrm{d}x\,\mathrm{d}y \qquad (3)$$

în care J este densitatea curentului de conducție din crestătură.

În metoda elementului finit [1] ș. u, se subdivide domeniul într-o rețea de triunghiuri; tehnica de divizare aplicată în problema analizată consideră ca unitate pasul dentar dîndu-se astfel posibilitatea de generare automată a topologiei discretizării întregului domeniu, printr-o subrutină de calcul a coordonatelor vîrfurilor triunghiului, în funcție de coordonatele elementelor din această unitate.

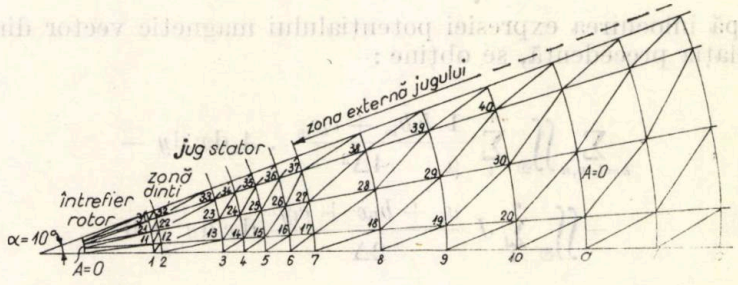


Fig. 2. Subdivizarea pasului dentar în triunghiuri elementare.

În figura 2 s-a reprezentat un pas dentar împreună cu subdiviziunea adoptată.

În problema de cîmp plan paralel, potențialul magnetic vector $\bar{A} = A\bar{k}$ este aproximat în interiorul unui element printr-o funcție liniară de coordonatele de poziție ale punctului:

$$A = \frac{1}{2\Delta}\Big[A_l(a_l + b_l x + c_l y) + A_m(a_m + b_m x + c_m y) + A_n(a_n + b_n x + c_n y)\Big] \qquad (4)$$

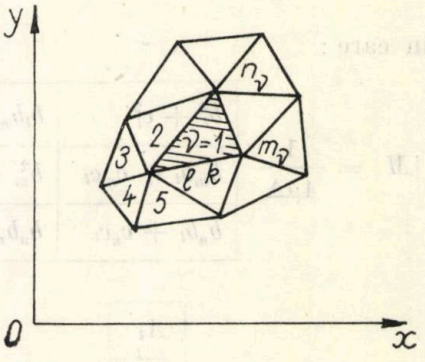


Fig. 3. Explicativă pentru numerotarea triunghiurilor elementare.

în care $A_{l,m,n}$ sînt valorile potențialului magnetic vector în vîrfurile triunghiului elementar (figura 3), $a_{l,m,n}$, $b_{l,m,n}$, $c_{l,m,n}$ sînt constante geometrice

date în funcţie de coordonatele de poziţie (x_m, y_m) şi (x_n, y_n) ale vîrfurilor:

$$a_l = x_m y_n - x_n y_m, \quad b_l = y_m - y_n, \quad c_l = x_n - x_m, \tag{5}$$

iar Δ este aria triunghiului elementar considerat.

Pentru un singur triunghi funcţionala energiei este minimă, în cazul în care este îndeplinită relaţia:

$$\sum_{k=l,m,n} \frac{\partial \mathfrak{F}}{\partial A_k} \equiv 0 \tag{6}$$

pentru $\rho = \infty$, relaţia (6) devine:

$$\sum_{k=l,m,n} \iint_{\mathfrak{D}} \frac{1}{\mu} \left[\frac{\partial A}{\partial x} \cdot \frac{\partial}{\partial A_k} \left(\frac{\partial A}{\partial x} \right) + \frac{\partial A}{\partial y} \cdot \frac{\partial}{\partial A_k} \left(\frac{\partial A}{\partial y} \right) \right] \mathrm{d}x\, \mathrm{d}y - \\ - \sum_{k=l,m,n} \iint_{\mathfrak{D}} J \frac{\partial A}{\partial A_k} \mathrm{d}x\, \mathrm{d}y = 0 \tag{7}$$

După înlocuirea expresiei potenţialului magnetic vector din relaţia (4), în relaţia precedentă, se obţine:

$$\sum_{k=l,m,n} \iint_{\mathfrak{D}} \sum_{l}^{n} \frac{1}{\mu} \frac{b_l b_m + c_l c_m}{4\Delta^2} \cdot A_k \mathrm{d}x\, \mathrm{d}y - \\ - \iint_{\mathfrak{D}} \sum_{l}^{n} J \frac{a_l + b_l x + c_l y}{2\Delta} \mathrm{d}x\, \mathrm{d}y = 0 \tag{8}$$

După efectuarea integralelor din relaţia (8), rezultă pentru un singur triunghi, relaţia:

$$|M| \,.\, |A| = \frac{1}{3} |J\Delta| \tag{9}$$

în care:

$$|M| = \frac{1}{4\mu\Delta} \begin{vmatrix} b_l^2 + c_l^2 & b_l b_m + c_l c_m & b_l b_n + c_l c_n \\ b_m b_l + c_m c_l & b_m^2 + c_m^2 & b_m b_n + c_m c_n \\ b_n b_l + c_n c_l & b_n b_m + c_n c_m & b_n^2 + c_n^2 \end{vmatrix};$$

$$|A| = \begin{vmatrix} A_l \\ A_m \\ A_n \end{vmatrix}; \qquad |J\Delta| = \begin{vmatrix} J\Delta \\ J\Delta \\ J\Delta \end{vmatrix} \tag{10}$$

Inducția magnetică este dată de relația

$$\bar{B} = \operatorname{rot} \bar{A}\,; \tag{11}$$

în sistemul de coordonate plan rectangular, rezultă

$$\bar{B} = \bar{i}\,\frac{\partial A}{\partial y} - \bar{j}\,\frac{\partial A}{\partial x}\,; \tag{12}$$

prin considerarea relației (4), se obține

$$\bar{B} = \bar{i}\,.\,\frac{1}{2\Delta}\,(A_l c_l + A_m c_m + A_n c_n) - \bar{j}\,\frac{1}{2\Delta}\,.\,(A_l b_l + A_m b_m + A_n b_n)\,; \tag{13}$$

cu ipotezele făcute, rezultă că inducția magnetică este constantă în interiorul unui element; prin urmare și permeabilitatea magnetică are valori constante în interiorul unui element.

Potențialul magnetic vector în cazul în care nodul l este comun la mai multe elemente notate cu $\upsilon = 1, 2, \ldots, k$ satisface ecuația:

$$\sum_{\upsilon=1}^{k} \frac{1}{\mu_\upsilon \Delta_\upsilon} \left\{ (b_{l\upsilon}^2 + c_{l\upsilon}^2)\, A_l + (b_{l\upsilon} b_{m\upsilon} + c_{l\upsilon} c_{m\upsilon}) A_{n\upsilon}^{+} + \right.$$

$$\left. + (b_{l\upsilon} b_{n\upsilon} + c_{l\upsilon} c_{n\upsilon}) A_{m\upsilon} \right\} = \frac{1}{3}\,.\,\sum_{\upsilon=1}^{k} J_\upsilon \Delta_\upsilon \tag{14}$$

Ecuația de mai sus rezultă din condiția de minimum pentru funcționala $\mathcal{F}$ din relația (3) în raport cu variabila A_l; în cazul a p potențiale necunoscute în noduri, se obțin p ecuații asemănătoare care formează un sistem scris sub forma matricială

$$|M|\,.\,|A| = \frac{1}{3}\,|J\Delta| \tag{15}$$

unde $|M|$ este o matrice pătrată de ordinul p, $|A|$ este o matrice coloană a valorilor potențialului magnetic în nodurile formate de vîrfurile triunghiurilor, iar $|J\Delta|$ este matricea curenților care trec prin elementele din jurul fiecărui nod.

Numerotarea nodurilor poate fi făcută în cazul problemei considerate în modul indicat în figura 2, pentru a rezulta o matrice bandă de lățime redusă.

Sistemul de ecuații obținut a fost rezolvat prin metoda substituției (metoda Gauss).

Caracteristica de magnetizare a miezului feromagnetic a fost aproximată printr-o funcție analitică de tip Padé de forma

$$B = \frac{H + mH^2 \cdot \operatorname{sign} H}{n + p\,|H|} \tag{16}$$

La alegerea punctelor pe caracteristica de magnetizare determinată experimental pentru aflarea valorilor parametrilor m, n și p s-a urmărit ca funcția analitică obținută să conducă la abateri minime îndeosebi în zona valorilor mari ale inducției, în care soluționarea problemei prezintă interes.

Algoritmul de principiu pentru rezolvarea problemei este prezentat în figura 4; după obținerea unei soluții în raport cu inițializarea făcută pentru permeabilitatea magnetică în miezul feromagnetic al statorului se determină abaterea valorii acesteia față de valoarea calculată în funcție de valoarea inducției magnetice în fiecare punct și se reia rezolvarea pînă la obținerea unor abateri sub limita prescrisă.

Dacă numărul de iterații depășește o valoare dată, calculul este oprit pentru o inițializare mai bună, în ceea ce privește valorile permeabilității magnetice.

În program s-a prevăzut afișarea solicitărilor magnetice și a permeabilității magnetice pentru fiecare valoare a solenației θ_{c1}.

În figura 5 s-a reprezentat potențialul magnetic vector de-a lungul liniei DC (din figura 1) în cazurile particulare $\theta_{c1} = 50\ A$, respectiv $\theta_{c1} = 318\ A$; fuxul magnetic în jug este maxim în această zonă. Raportul dintre fluxul magnetic care se închide în afara jugului și fluxul total este dat de relația:

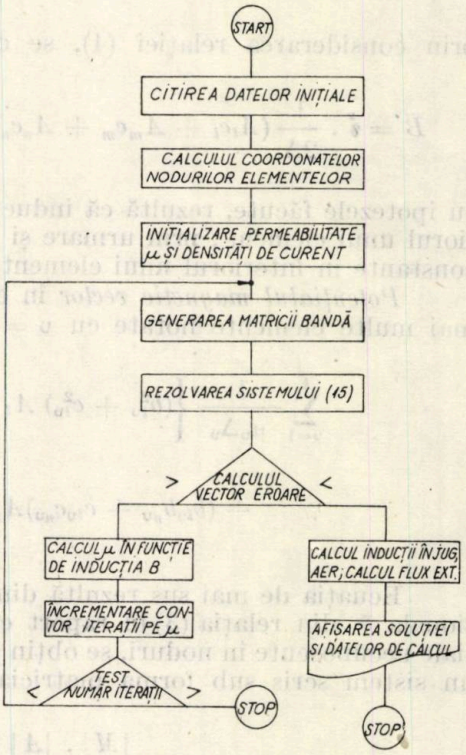


Fig. 4. Organigrama de calcul

$$\Phi_{ext} = \frac{A_7}{A_1} \cdot 100\%, \qquad (17)$$

iar inducția magnetică medie în jug în această zonă rezultă din relația:

$$B_m = \frac{A_7 - A_3}{X_7 - X_3}, \qquad (18)$$

în care A_1, A_3 și A_7 sînt valorile potențialului magnetic vector în punctele notate corespunzător în figura 2.

În figura 6 s-au reprezentat grafic curbele inducției magnetice și ale fluxului extern în funcție de solenația θ_{c1} pentru diferite grosimi raportate ale jugului. Se constată că la grosimi mai reduse ale jugului, inducția medie în jug scade, iar fluxul magnetic care se închide în exterior

crește; explicația constă în faptul că odată cu reducerea grosimii jugului, crește porțiunea de jug în care se produce saturația magnetică.

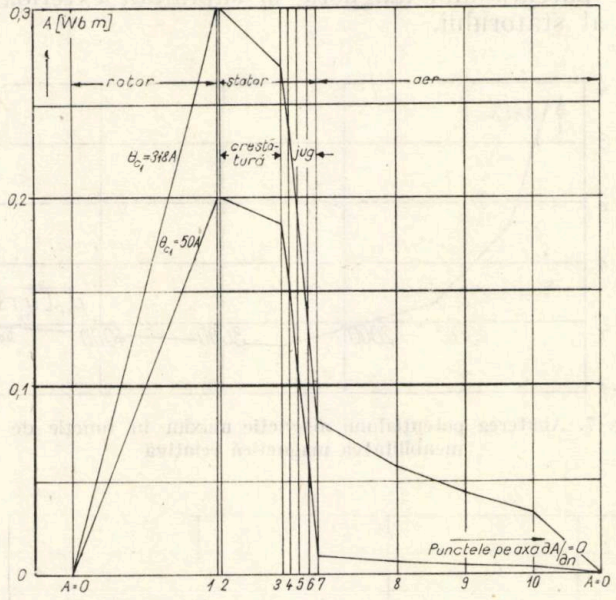


Fig. 5. Potențialul magnetic vector A în funcție de rază.

Influența permeabilității rotorului asupra distribuției fluxului magnetic din stator este foarte mică; în figura 7 s-a reprezentat grafic curba de variație a valorii maxime a potențialului magnetic în funcție de permeabilitatea magnetică a rotorului. Se constată că o variație semnificativă a potențialului se poate produce numai la valori foarte mici ale permeabilității magnetice.

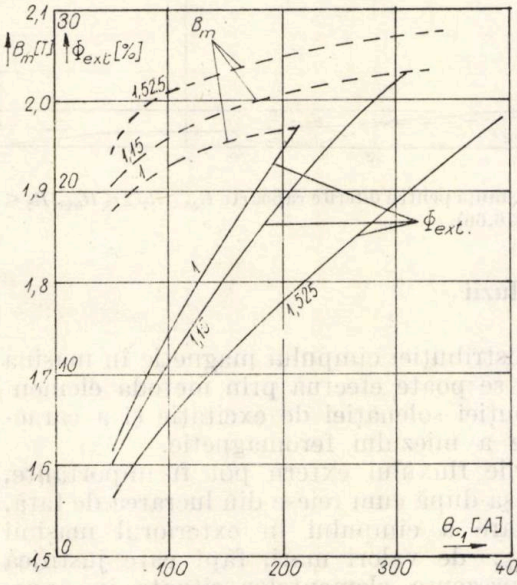


Fig. 6. Inducția magnetică maximă B_m și fluxul magnetic extern Φ_{ext} în funcție de solenația crestăturii

Influența trunchierii introdusă prin considerarea unei benzi de lățime finită prin care se închide fluxul în exterior, a fost examinată separat prin rezolvarea problemei pentru diferite valori ale raportului

$$2{,}2 \leqslant \frac{R_{ext}}{R_7} \leqslant 6{,}6 \qquad (19)$$

În figura 8 s-a reprezentat grafic curba potențialului magnetic (calculat în unități relative) în funcție de distanța R_x, pentru

diferite valori ale raportului considerat. Din această figură rezultă importanța mare pe care o are lățimea zonei exterioare asupra valorilor calculate ale potențialului magnetic la suprafața exterioară a miezului feromagnetic al statorului.

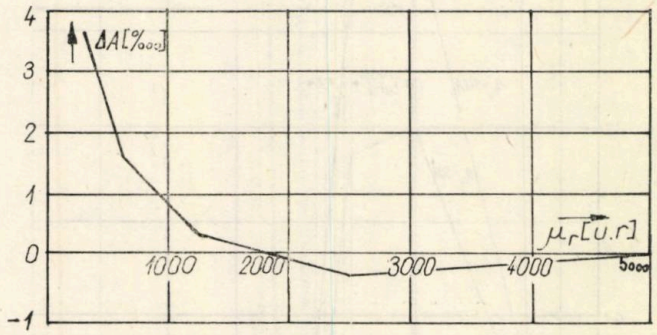


Fig. 7. Abaterea potențialului magnetic maxim în funcție de permeabilitatea magnetică relativă

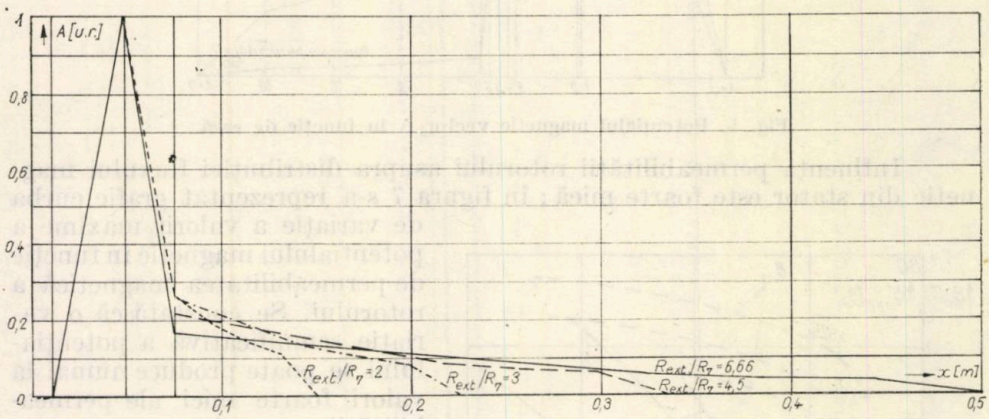


Fig. 8. Potențialul magnetic în functie de distanță pentru diferite rapoarte $R_{ext}/R_7(2 \leqslant R_{ext}/R_7 \leqslant 6{,}66)$.

Concluzii

Determinarea prin calcul a distribuției cîmpului magnetic în mașina electrică cu jugul exterior saturat se poate efectua prin metoda elementului finit, cu considerarea distribuției solenației de excitație și a caracteristicii de magnetizare neliniare a miezului feromagnetic.

Se remarcă faptul că valorile fluxului extern pot fi importante, pînă la 25—27% din fluxul total, așa după cum reiese din lucrarea de față.

Condițiile naturale de anulare a cîmpului în exteriorul mașinii saturate apar la rapoarte R_{ext}/R_{jug} de valori mari, fapt care justifică studiul distribuției cîmpului în prezența elementelor situate în apropierea jugului (carcasă, ecrane, diverse piese).

BIBLIOGRAFIE

1. *Chari M. V. K.*, IEEE Trans. P. A. S. 93 (1974) p. 62—72.
2. *Erdelyi, F. A., Ahamed, S. V., Hopkins, S.*, IEEE Trans. P. A. S.—85 (1969), p. 792—801.
3. *Erdelyi, E. A., Ahamed, S. V., Burtness, R. D.*, IEE Trans. P. A. S—84 (1965), p. 375.
4. *Erdelyi, E. A., Mulukutla, S. S.*, IEEE Trans. P. A. S—87 (1968) p. 1948.
5. *Fuchs, E. F., Erdelyi E. A.*, Nonlinear theory of turboalternators Part I, Magnetic fields at no-load and balanced Loads.
6. *Chari, M. K. V., Silvester, P.*, IEEE Trans. P. A. S. 90 (1971) p. 454—463.
7. *Silvester P., Chari M. K. V.*, IEEE Trans. P. A. S. — 84 (1970) p. 1642—1651.
8. *Glowinski R., Marocco, A.*, Computing Methods in Applied Sciences and Engieering Part I. Int. Symp. Versailles 17—21 dec. 1973, Springer Verlag.
9. *Hannalla, A. Y., Macdonald, D. C.*, Proc. IEE vol. 123, nr. 9 1976, p. 893—898.
10. *Rafinejad, P.*, Adaptation de la méthode des éléments finis à la modelisation des systèmes electromécaniques de conversion d'énergie. Dis. 1977, Grenoble.
11. *Soran, I.*, Studiul configurației cimpului din intrefierul mașinii asincrone și influența ei asupra caracteristicilor de pornire, Teză de doctorat, Timișoara, 1979.
12. *Zienkiewicz, D. C.*, The finite element method in engineering science, Mc. Graw-Hill, 1971.
13. *Ciarlet, P. G., Raviart, P. A.*, Arch. Rational Mech. Anal. — 46 (1972) p. 177—179.
14. *Rafinejad, P., Coulomb, J-L; Sabonadière, J. C.*, R. G. E., Sept. 1975, Tom 84 nr. 9, p. 619—625.

Le champ magnétique dans une machine électrique avec une forte saturation de la culasse statorique

L'article traite par la methode de l'élément fini la répartition du flux magnétique dans le stator d'une machine éléctrique, ayant en vue le diagramme d'aimantation non-linéaire du fer. On établie des conclusions concernant l'influence de la valeur de la perméabilité du rotor et de l'épaisseur d'espace de l'air autour de la culasse statorique considérée comme le siège du flux magnétique de l'extérieur.

BULETINUL INSTITUTULUI POLITEHNIC „GHEORGHE GHEORGHIU-DEJ"
BUCUREȘTI
SERIA ELECTROTEHNICĂ
Tomul XLI — 1979, Numărul 4

ELECTRONICĂ

C.Z.: 621.385.2
681.3

DIGITAL MICROWAVE TRANSMISSION WITH PULSED IMPATT DIODES

T. TEBEANU, I. COSTEA, D. DASCĂLU*

Preliminary results on computer interconnection by using a microwave digital transmission system (INTERFELIX M 2300) are presented. This microwave system provides a line-of-sight, one-way transmission by using an IMPATT diode transmitter and a Schottky-diode receiver. FELLAS 156 kbits/s modems are used to provide the interface with computers. The IMPATT diode free-running oscillator is modulated by current pulses drived by TTL pulses from the modem output.

Introduction

The authors reported recently [1] an interconnection between two computers by using a microwave transmission system, INTERFELIX M2300, which provides a one-way transmission of digital data, at a rate of maximum 0,2 Mbauds.

This paper gives a more detailed account on these experiments. The advantages of microwave transmission of data is discussed. Then, the main characteristics of IMPATT diodes as sources of microwave power are emphasized. A simple modulation (bias pulsing) was used to introduce the digital information.

The INTERFELIX system is briefly described and preliminary experimental results are discussed.

I. Microwave transmission of data

Microwave* communications are expanding rapidly. Radio and television broadcast, private and commercial communications use both terrestrial line-of-sight and satellite microwave links [2].

The prospects are for an integrated communication system where transmission *via* satellite provides the long path and the received data are distributed through various trunk lines (including microwave line-of-sight links) [2], [3].

Manuscript received 4 October 1979

* Assistent, Lecturer dr., Associate professor; Department of Electronics (Electron Devices, Circuits and Apparatus).

** Frequencies above 1 GHz

Direct TV broadcasting via satellite is also feasible [4].

Digital transmission will become dominant due to its advantages:

— signal regeneration at repeaters (increased immunity to "channel" noise);

— all information is processed alike, independent of its nature (voice, video or data transmission) and an integrated communication system is possible;

— digital techniques (benefitting from the tremendous progress of integrated circuit technology) can be used.

However, the digital transmission is less efficient in spectrum utilization. For example in an analog system a 3,1 kHz band width is necessary for a single voice channel and 4,5 MHz for a standard video signal (U. S. A.). For a digital transmission, a voice channel requires about 65 kbits/s and a (color) TV picture 92.6 Mbits/s. The bandwidth required depends upon the modulation and multiplexing system and its much wider than for analog transmission.

Data transmission (and, in particular, interconnection of two or more computers) requires, of course, digital transmission.

The capacity of microwave relay systems now in use is in the range 100—400 Mbits/s (*Q*uadrature *P*hase *S*hift — *K*eying = QPSK modulation). This capacity of microwave channels is fairly sufficient for efficient long-distance transmission of data, as well as for interconnection of large computers*.

The line-of-sight optical transmission (on a laser beam) is also studied [5], although the optical fiber transmission [6] seems to be more attractive for short distances.

Table 1 compares the features of line-of-sight (atmosphere) microwave and optical transmission.

Table 1

Microwave and optical transmission system

	Microwave	Optical
Channel capacity	tens or hundreds of Mbauds	from Mbauds to Gbauds (in the future) depending upon the modulation system;
Usual distances between repeaters	km or tens of km (terrestrial)	a few km
Sensitivity to atmospheric conditions	comparatively low (X-band)	very high
Interception	possible (for millimeter waves: reduced)	complete security
Technology	mature	in development
Cost	decreasing the due availability of high-performance semiconductor devices;	expensive semiconductor optical and mechanical optical and mechanical components

*The first large data transmission system in U. S. A. was DATRAN (11 GHz, 42 Mbauds), at the begining of this decade.

II. IMPATT diodes in microwave transmitters

It is a now possible to provide all solid-state equipment for terrestrial microwave links. This equipment is compact, reliable, easy to operate in the filed and even portable.

The distance between repeaters varies from a few Km up to tens of Km, depending upon :

— operating frequency,
— transmitter power,
— anntenas used and path configuration,
— receiver sensitivity.

For frequencies of 9—13 GHz and continous output power of a few hundreds of milliwatts, the transmission path can be as long as 20—40 Km (parabolic antennas with diameters no larger than 1,8 m).

The microwave power generator is, of course, the most important electronic device of the microwave system. Microwave power generation is possible by using either transistors or negative resistance diodes.

Frequency multiplication was used as far as the direct power generation at higher frequencies was not possible. Now, a sources of microwave power are available in X band (8—12 GHz) and above. In many cases the direct-generation high-power transmitters use IMPATT diodes [2], [3], [7], [8], either as free-running oscillators or as power amplifiers.

IMPATT (*IMP*act *A*valanche *T*ransit *T*ime) devices are specially constructed pn junctions which exhibit a negative resistance at microwave frequencies due to a complex interaction between the time — varying internal electric field and the charge carriers generated and accelerated in this field [9], [10]. Gunn devices, TRAPATT and BARITT are other negative resistance diodes whose operation is based on different principles [9]—[11], However, the IMPATT diode generates more power (up to 10 W continous wave and 50 W peak power in X band) and operates at higher frequencies (up to 300 GHz).

IMPATT diode fabrication is difficult : the device operates in avalanche at very intense electric fields and the density of dissparated power is of the order of 100 MW/cm^3. The usual fabrication technologies (*planar* for transistors and integrated circuits or *mesa* for power devices) are not adequate. A special integral (plated) heat sink technology was first elaborated at Hewlett-Packard and adopted with certain modifications throughout the world.

A similar technology was developed at IPRS—Băneasa [12]—[14] and 200 mW, 10 GHz diodes (BXY 0181) were fabricated.

IMPATT diodes are encapsulated in metal-ceramic packages and mounted in microwave (e. g. rectangular waveguide) circuits. The device behaves essentially as a negative conductance shunted by a capacitance. The microwave circuit can be assimilated with a inductance in parallel with a load resistance. Oscillations will occur at a "resonance" frequency whereas the diode negative conductance should compensate the "losses" of this circuit (concentrated in the load).

The pn diode designed as an IMPATT device should be biased in avalanche, above a threshold current. The device conductance depends

upon the operating frequency, the signal amplitude and the bias current. Therefore, by increasing the bias current, I_0, the power generated changes (increases almost as I_2^0) as well as the oscillation frequency (increases slightly). It is thus possible to modulate the microwave oscillation through the bias current. Both frequency and amplitude modulation is possible. However a high speed modulation (from MHz up to hundreds of MHz) should be performed by using pin diodes in a microwave cavity.

III. INTERFELIX: a microwave system for digital transmission

The structure and design of the INTERFELIX M 2300 system is based upon the following requirements:

— serial transmission of digital information at a rate not exceeding 0,2 Mbit/s;

— compatibility with FELLAS modems [15], with TTL input and output;

— short-distance transmission (experimental);

— protection to ambient, etc.

The block diagram of the system is shown in Fig. 1. The system includes two modules:

— The transmitter modul containing: power supply, modulator, IMPATT oscillator, antenna.

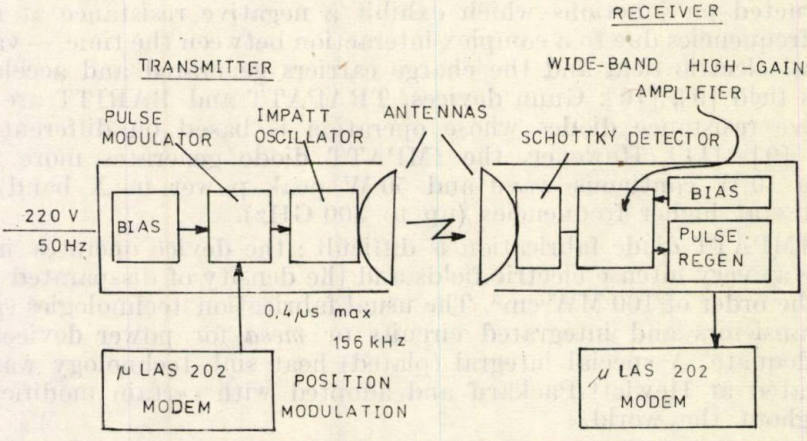


Fig. 1. INTERFELIX M 2300 system for digital data transmission on microwaves at short distances, with 0,2 Mbits channel capacity.

— The receiver module: containing antenna, Schottky-diode detector, a high-gain wideband amplifier, a pulse regenerator and again a power supply.

Both modules are housed in TV-camera type cylinders.

The internal power supplies are connected to 220 V/50 Hz.

The entire system should be transparent for digital information (TTL input and output). The FELμLAS 202 modems [15] (maximum 156 Kbits/s) were used in our computer interconnection experiments.

Since the data flow rate is quite low the microwave modulation is not necessary. Therefore, the M 2300 system (max. 0,2 Mbit/s) is based upon bias modulation of the free-running IMPATT diode oscillator. More specifically, the transmitter radiates bursts of microwave power as the microwave diode is driven in the oscillation regime by the pulses carrying the digital information.

Pulse operation of IMPATT diodes is indeed possible [16] up to about 10 MHz pulse frequency, although the voltage required from the pulse generator is quite high and a pedestal is necessary [17]. Details on IMPATT diode operation in INTERFELIX are given below.

IV. IMPATT diode transmitter

The IMPATT diode oscillator consists in a rectangular waveguide cavity providing diode bias, power dissipation, mechanical adjustment of oscillation frequency, etc. The peculiarities of this cavity are described elsewhere [18]—[20].

The IMPATT diode should be biased by a constant-current source (tens or hundreds of milliampers). The voltage drop on a X = band diode is of the order of 80—90 V. There are no high-speed, high-current transistors with a collector breakdown voltage of 100 V and therefore a *pedestal* voltage is necessary for diode pulsing [17].

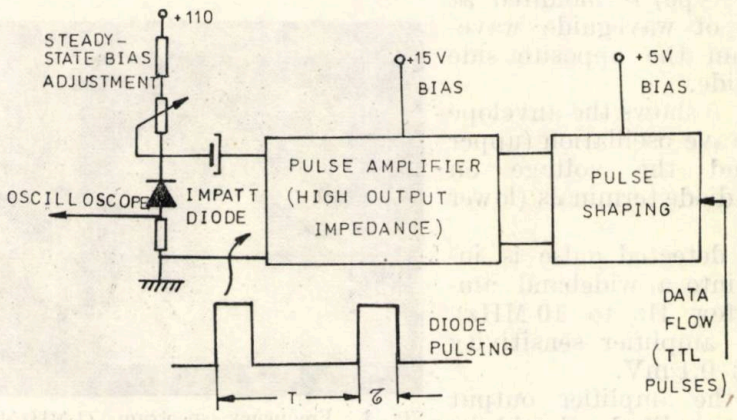


Fig. 2. Bias and modulation of IMPATT diode in the INTERFELIX transmitter. The pulsed waveguide (modulation) is also shown.

The diode biasing and modulation scheme is shown in Fig. 2. A permanent bias current up to 25 mA is injected into the IMPATT diode. This value should be as close as possible to the threshold current and therefore the diode oscillates only during the current pulse triggered by the pulses coming from the data source (modem).

The pulse amplifier indicated in Fig. 2 provides pulses of 50 ns, 1 μs and 10 μs and a maximum amplitude of 0,6 A. The maximum repetition frequency was of the order of 1 MHz.

Fig. 3 shows the IMPATT diode oscillation on a spectrum analyzer. When a square wave modulation is applied the output spectrum of the oscillator changes as shown in Fig. 4. We stress the fact that the bias modulation introduces both an amplitude modulation, AM (due to the change in the microwave power) and a frequency modulation, FM (due to the change in the oscillation frequency). Only the amplitude modulation is detected in the receiver module (see below).

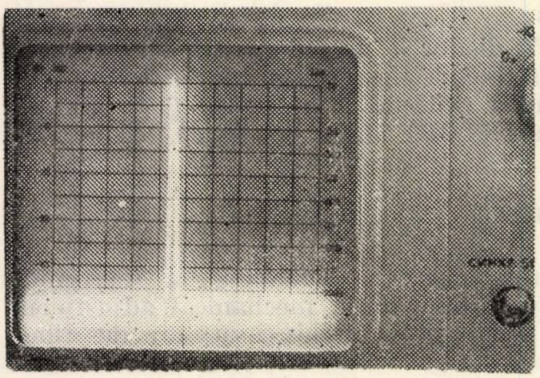


Fig. 3. 8,6 GHz oscillation of an IMPATT diode (25.5 mA bias current on a spectrum analyzer (2 MHz/division).

The bias pulse modulation has the advantage of simplicity and the entire system was experimented succesfully.

V. Schottky diode receiver

Horn or parabolic type antennas were used for emission and reception.

The receiver contains a microwave detector mounted in a waveguide cavity coupled with the antenna at one side. The detector diode (Schottky-type) is mounted at a quarter of waveguide wavelenght from the opposite side of the guide.

Fig. 5 shows the anvelope of microwave oscillation (upper trace) and the voltage on Schottky-diode terminals (lower trace).

The detected pulse is introduced into a wideband amplifier (a few Hz to 10 MHz).

The amplifier sensitivity is about 0,1 mV.

At the amplifier output the pulse amplitude should be sufficiently high to drive a monostable circuit. This, in turn provides a TTL compatible 500 ns pulse.

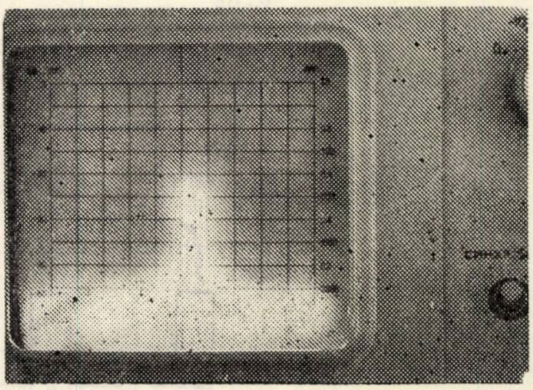


Fig. 4. Frequency spectrum (1 MHz/div) of a bias modulated oscillation (the same as is Fig. 3). The modulation is given by the waveform shown in Fig. 2 (T=0.7 μs, τ = 50 ns), with 4,8 V pulse amplitude.

The receiver also includes +5 V and −12 V bias sources.

VI. Computer interconnection

The INTERFELIX M 2300 system described above was experimented for digital transmission as follows :

a) Providing one-way connection between two computers (or a computer and a terminal) through the μLAS 202 modems.

b) Tested by a specially constructed data flow analyzer which simulates data transmission (from a computer) modulated by the μLAS 202 modem.

The distance betweem the transmitter and the receiver was about 25 m (inside the building) and 100 m (outside). No distinct effect o meteorological conditions (rain, snow) was found.

The system (Fig. 1) was completed with a return path : cable or optic fiber. The optical fiber transmission system was provided by the FELLAS group [15].

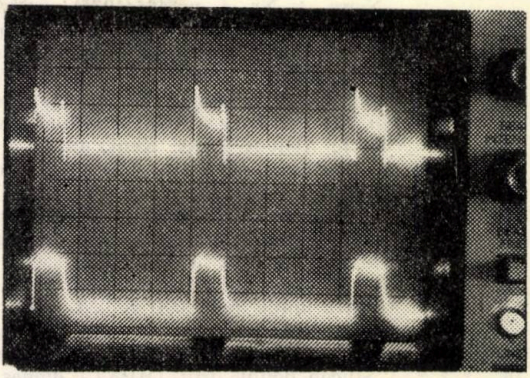


Fig. 5. Anvelope of the microwave pulses (upper trace) and the corresponding detected pulses on the Schottky-diode terminals (lower trace). The frequency of pulses is 125 KHz and the amplitude of the diode current reaches 100 mA.

Two computers (FELIX — 256 and MC 80) were interconnected in this way. The FELLAS modems used a modified position modulation. The maximum rate of data flow was limited to 4 800 bauds due to various restrictions, including the available software.

Conclusions

The silicon IMPATT diode was used in a microwave system designed to provide transmission of digital data.

A simple modulation system was chosen : the TTL signals from the modem drive a pulse operation of the IMPATT diode, biased just at the threshold current for the onest of oscillations. Pulses of at least 1 MHz repetition frequency can be transmitted. However, random sequences of pulses and especially long pauses between these sequences create some difficulties. Other problems occur in the Schottky-diode receiver (noise amplification, etc.).

Despite these problems the system operated satisfactorily and provided, as far as the authors know, for the first time in this country, a transmission of data between computers by using microwaves.

REFERENCES

1. *D. Dascălu, I. Costea, T. Tebeanu,* "Utilizarea diodelor IMPATT cu siliciu în interconectarea calculatoarelor pe purtătoare de microunde", comunicare la al-V-lea Simpozion de informatică și conducere, Cluj Napoca, 9—12 mai 1979; în curs de publicare.
2. *C. L. Cuccia, C. Hellman,* Microwave Systems News, *6*, Nr. 1, p. 20 (1976).
3. *C. L. Cuccia,* Microwave Systems News, *8*, Nr. 3, p. 57 (1978).
4. *F. J. Moncrief* Microwave Systems News, *8*, Nr. 10, p. 89 (1978).

5. * * * "Optical communications: seasoned systems complement and compete with microwave methods", Microwaves, *17*, Nr. 11, p. 69 (1978).
6. *V. Doicaru, Cl. R. Niculescu*, „Laseri cu semiconductori și aplicații", Ed. tehnică, București, 1978.
7. * * * "U. K. digital microwave relay systems above 10 GHz", Microwave Systems News, *5*, Nr. 4, p. 46 (1975).
8. *F. Ivanek, W. E. Schroedes*, Microwave Journ., *20*, Nr. 9, p. 42 (1977).
9. *D. Dascălu*, "Electronic processes in unipolar solid-state devices", Ed. Academiei, București, Abacus Press, Kent, 1977.
10. *V. Dolocan* "Fizica dispozitivelor cu corp solid", Ed. Acad., București, 1978.
11. *D. Dascălu* "Transit-time effects in unipolar solid-state devices", Ed. Academiei, București; Abacus Press, Kent, 1974.
12. *N. Marin, D. Dascălu*, "Dioda IMPATT model-experimental", Research report, ICCE, November 1974.
13. *D. Dascălu, I. Costea, R. Dragomir, T. Tebeanu, Gh. Brezeanu*, „Dioda IMPATT pentru unde centimetrice — prototip omologat", Research report, Polytechnical Institute, Bucharest, June 1978.
14. *D. Dascălu, N. Marin, I. Costea, T. Tebeanu*, „Realizarea în țară a diodelor IMPATT pentru unde centimetrice", Comunicare la sesiunea științifică ITCPA, București, Septembrie 1978.
15. *V. Doicaru et al.*, Research reports, ICE, Bucharest, 1978—1979.
16. * * * "Silicon double-drift IMPATT diodes for pulse applications", Hewlett Packard Application Note Nr. 961.
17. *M. Dydyk*, Microwaves, *17*, Nr. 6, p. 41—43, 46—48 (1978).
18. *I. Costea* "Circuit pentru generarea undelor centimetrice", Brevet nr. 61.000, Buletin OSIM, June 1976.
19. *T. Tebeanu, I. Costea, R. Vergulescu* "Modul sursă-receptor pentru studiul proprietăților undelor electromagnetice-model experimental", Research Report, Polytechnical Inst. Bucharest, June 1979.
20. *I. Costea, T. Tebeanu*, "Emițător cu diodă IMPATT pentru vitezometrul electronic radar", Research report, Polytechnical Inst. Bucharest, March 1979.

Transmisie digitală cu diode IMPATT funcționînd în impulsuri

Se prezintă rezultate preliminare asupra interconectării calculatoarelor utilizînd un sistem de transmisie digitală prin microunde. Acest sistem de microunde asigură o transmisie în linie de vizibilitate directă, într-o singură direcție, folosind un emițător cu diodă IMPATT și un receptor cu diodă Schottky. Interfața cu calculatoarele este asigurată de modeme FELLAS de 156 kbiți/s. Oscilatorul liber cu diodă IMPATT este modulat prin impulsuri de curent comandate de impulsuri TTL obținute de la ieșirea modemului.

BULETINUL INSTITUTULUI POLITEHNIC „GHEORGHE GHEORGHIU-DEJ"
BUCUREȘTI
SERIA ELECTROTEHNICĂ
Tomul XLI — 1979, Numărul 4

C.Z.: 621.34
621.392.4

SISTEME HIBRIDE
CONCEPTE FUNDAMENTALE

D. STANOMIR*

În lucrare este prezentat modul în care sistemele hibride (electro-mecano-acustice) pot fi organizate ca multiporți hibrizi. Pentru această situație sînt prezentate definițiile conceptelor generale asociate, cum sînt spre exemplu: liniaritate, invarianță în timp, cauzalitate, pasivitate.

În final se arată că există numai patru diporți hibrizi liniari și invarianți în timp care conservă puterea instantanee: transformatorul ideal, giratorul precum și două transductoare ideale (transductorul cu cîmp magnetic și transductorul cu cîmp electric).

Introducere

Sistemele electro-mecano-acustice, denumite pe scurt în lucrare *sisteme hibride*, pot fi analizate dintr-un punct de vedere unitar pe baza unei clasificări energetice a elementelor constituente. Esența acestei clasificări, reprezentată sintetic prin *diagrama funcțională* (μ, σ), pe scurt D. F. (λ, σ), este prezentată în lucrările [1], [2]. Definițiile generale ale structurilor elementare dintr-un sistem hibrid au fost date în [3]. O asemenea tratare se poate numi descriere internă a sistemelor hibride. În lucrarea de față abordăm descrierea de tip extern a sistemelor hibride punînd în evidență noțiunea de *sistem multiport hibrid*, pe scurt SMPH. Punctul de vedere adoptat în lucrare extinde și generalizează conceptele din teoria circuitelor electrice, [4].

1. Definiții și concepte

Vom începe prin a defini modul de organizare a unui sistem hibird ca multiport hibrid.

DEFINIȚIA 1. Fie un sistem hibrid avînd în fiecare subsistem, conținînd elemente de aceeași natură, o diagramă (λ, σ) fixată. Se numește *poartă* un loc (o porțiune din spațiu) în care putem pune în evidență o pereche de variabile (α, τ), ambele fiind de aceeași natură și fiind denumite fluxurile asociate porții, astfel încît pentru polaritatea (orientarea aleasă) pentru cele două variabile puterea să aibă un sens de circulație precizat.

Manuscris predat redacției la data de 23 iulie 1979.
* Conf. dr. ing. Catedra Radiocomunicații.

DEFINȚIA 2. Fie un sistem hibrid în care au fost fixate diagramele funcționale pentru fiecare subsistem. Spunem că sistemul hibrid constituie un SMPH dacă sînt îndeplinite următoarele condiții:

— sistemul este accesibil din punct de vedere energetic numai printr-un număr precizat de porți, număr notat cu n;

— pentru polaritățile (orientările) alese pentru fluxurile de la porți, produsul

$$p(t) = \sum_{i=1}^{n} \alpha_i \tau_i \tag{1}$$

reprezintă *puterea absorbită* de sistemul hibrid;

— din punct de vedere termodinamic regimul de funcționare este de tip *izoterm*, astfel că energia calorică este absorbită instantaneu de mediul ambiant.

Remarcăm faptul că orice pereche (α, τ) conține variabile de aceeași natură, în timp ce natura mărimilor conținute în diverse perechi este diferită.

Caracterizarea unui SMPH se face în modul următor. Se constituie doi vectori

$$\mathbf{x} = [x_1, x_2, \ldots, x]^T,$$

$$\mathbf{y} = [y_1, y_2, \ldots, y]^T,$$

cu următoarele proprietăți:

— mărimile cuprinse într-o pereche specificată (x_i, y_i), $i \in \overline{(1, n)}$, sînt de aceeași natură dar de tipuri conjugate;

— orice pereche (x_i, y_i), este în mod obligatoriu fie perechea (α_i, τ_i) fie perechea (τ_i, α_i).

Cu aceste proprietăți rezultă că are loc

$$p(t) = \mathbf{x}^T \mathbf{y}.$$

Spunem că un SMPH admite o *descriere de tip energetic*, sau un *formalism energetic*, dacă există o grupare a variabilelor de tip fluxuri în doi vectori x și y și un operator $\mathcal{S}$ care aplică spațiul de funcții $\mathfrak{X}$ (cuprinzînd elementele vectorului x) în spațiul de funcții $\mathfrak{Y}$ (cuprinzînd elementele vectorului y), adică

$$\begin{cases} \mathcal{S} : \mathfrak{X} \to \mathfrak{Y} \\ x \to y = \mathcal{S}(x). \end{cases} \tag{2}$$

Spunem că x este *vectorul de intrare* iar y *vectorul de ieșire*. Formalismul este numit de tip energetic deoarece cunoașterea vectorului y, pentru x precizat, permite exprimarea lui $p(t)$ ca o funcțională, eventual de semn definit, pe $\mathfrak{X}$.

Graficul operatorului $\mathcal{S}$ se notează cu $G(\mathcal{S})$ și este definit prin

$$G(\mathcal{S}) = \{(x, y) \in \mathfrak{X} \times \mathfrak{Y} : y = \mathcal{S}(x)\}.$$

Elementele graficului unui operator asociat unui multiport sînt aşa numitele *perechi admisibile.*

Dispunînd de conceptul de grafic al unui operator putem formula conceptele fundamentale asociate unui SMPH.

DEFINIŢIA 3. Un SMPH se numeşte *pasiv* dacă

$$\begin{cases} \mathcal{E}(t) = \int_{-\infty}^{t} x^{\mathrm{T}}(t)\, y(t)\, \mathrm{d}t \geqslant 0, \\ \forall (x, y) \in \mathrm{G}(\mathcal{S}), \quad \forall t \in \mathbb{R}. \end{cases} \tag{3}$$

Un SMPH se numeşte *activ* dacă există cel puţin un element din $\mathrm{G}(\mathcal{S})$ şi un $t \in \mathbb{R}$, astfel încît $\mathcal{E}(t) < 0$.

Mărimea $\mathcal{E}(t)$ reprezintă energia absorbită de SMPH pe intervalul $(-\infty, t)$. Se presupune că sistemul se găseşte în echilibru, cu valori nule ale variabilelor de la porţi, pentru $t = -\infty$.

Testarea condiţiei de pasivitate este posibilă în mod evident numai pentru subspaţiul din $\mathrm{G}(\mathcal{S})$ pentru care $\mathcal{E}(t)$ este finit. În particular pasivitatea poate fi testată pentru semnale de intrare x cuprinse în L_2^n adică semnale de energie finită, şi pentru sisteme avînd operatori de tipul $\mathcal{S} : L_2^n \to L_2^n$ (care duc semnalele de energie finită în semnale de energie finită).

DEFINIŢIA 4. Un SMPH se numeşte *nedisipativ*, sau *fără pierderi*, dacă

— este pasiv,

$$-\mathcal{E}(\infty) = \int_{-\infty}^{\infty} \mathbf{x}^{\mathrm{T}}(t)\, \mathbf{y}(t)\, \mathrm{d}t = 0. \tag{4}$$

Egalitatea (4) poate fi îndeplinită dacă

a) $\mathbf{x}^{\mathrm{T}}(t)\, \mathbf{y}(t) \equiv 0$, situaţie în care spunem că multiportul hibrid *conservă puterea instantanee*;

b) $\mathbf{x}(t)\, \mathbf{y}(t) \not\equiv 0$ dar $\mathcal{E}(\infty) = 0$, situaţie care corespunde multiporţilor elementari reactivi.

Pentru exemplificare considerăm condensatorul caracterizat prin relaţia constitutivă

$$i = C \frac{\mathrm{d}u}{\mathrm{d}t}.$$

Evaluînd $p(t)$ obţinem

$$p(t) = \frac{1}{2} C \frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t}(u^2).$$

Dacă u este de pătrat integrabil şi uniform continuă pe $\mathbb{R}$ rezultă

$$\int_{-\infty}^{\infty} p(t)\, \mathrm{d}t = \mathcal{E}(\infty) - \mathcal{E}(-\infty) = 0 - 0 = 0,$$

fapt care arată că uniportul în cauză este nedisipativ.

DEFINIȚIA 5. Un SMPH este $\mathbb{R}$-*liniar* dacă are loc

$$\left.\begin{array}{l}\forall (x_a, y_a) \in G(\$), \\ \forall (x_b, y_b) \in G(\$),\end{array}\right\} \Rightarrow \begin{array}{l}(a\,x_a + x_b,\ a\,y_a + y_b) \in G(\$), \\ \forall\ a \in \mathbb{R}.\end{array}$$

Pentru definiția următoare introducem *operatorul de translatare* notat cu T_{t_0} și definit prin

$$T_{t_0}\, x(t) = x(t - t_0),\ \forall\ t_0 \in \mathbb{R}. \tag{5}$$

DEFINȚIA 6. Un SMPH se numește *invariant în timp* dacă operatorul asociat $\$$ comută cu operatorul T pentru orice t_0 real, adică

$$\$\, T_{t_0} = T_{t_0}\, \$,\ \forall t_0 \in \mathbb{R}, \tag{6}$$

sau

$$\forall\ (\mathbf{x}, \mathbf{y}) \in G(\$) \Rightarrow [T_{t_0}\ (\mathbf{x}),\ T_{t_0}\ (\mathbf{y})] \in G(\$).$$

Dacă un SMPH nu posedă proprietatea (6) atunci spunem că este *variant în timp* sau *variabil în timp*.

Remarcăm faptul că definiția 6 funcționează pentru semnale cuprinse în spații de funcții având suportul nemărginit, întreg $\mathbb{R}$. În teoria sistemelor, în sensul lui Zadeh, [5], semnalele sistemului sînt definite prin segmente de funcții și prin stările asociate astfel că definiția invarianței în timp este diferită de definiția dată în lucrare.

În vederea introducerii conceptului de cauzalitate vom introduce *operatorul de proiecție*, notat cu P_{t_0} și definit prin

$$P_{t_0}[\mathbf{x}(t)] = \begin{cases}\mathbf{x}(t), & t \leqslant t_0, \quad \forall t_0 \in \mathbb{R}. \\ 0, & t > t_0.\end{cases} \tag{7}$$

DEFINIȚIA 7. Un SMPH se numește *cauzal* dacă pentru oricare două perechi admisibile cuprinse în $G(\$)$, are loc

$$\begin{cases}P_{t_0}(\mathbf{x}_a)_{t_0} = P_{t_0}(\mathbf{x}_b) \Rightarrow P_{t_0}\ (\mathbf{y}_a) = P_{t_0}\ (\mathbf{y}_b), \\ \mathbf{x}_a \to \mathbf{y}_a,\ \mathbf{x}_b \to \mathbf{y}_b,\ \forall\ t_0 \in \mathbb{R}.\end{cases} \tag{8}$$

Din punct de vedere fizic implicația (8) înseamnă că două semnale de intrare, egale între ele pe segmentul $(-\infty, t_0)$, conduc la două semnale de ieșire egale între ele pe același segment, oricare ar fi t_0 real.

Pentru un SMPH liniar implicația (8) devine

$$\begin{array}{l}P_{t_0}\ (\mathbf{x}_a) - P_{t_0}\ (\mathbf{x}_b) = P_{t_0}\ (\mathbf{x}_a - \mathbf{x}_b) \Rightarrow \\ \Rightarrow P_{t_0}(\mathbf{y}_a) - P_{t_0}\ (\mathbf{y}_n) = P_{t_0}\, \$(\mathbf{x}_a - \mathbf{x}_b) = 0\end{array} \tag{9}$$

adică un semnal de intrare, nul înainte de momentul t_0, conduce la un semnal de ieșire care este de asemenea nul înainte de momentul t_0, sau într-o formulare sugestivă efectul nu poate preceda cauza. Dacă multi-

portul este totodată și invariant în timp atunci implicația (9) este suficient să fie testată pentru un moment fixat, spre exemplu $t_0 = 0$.

Un alt concept fundamental în teoriile de tip sistemic este conceptul de *reciprocitate*. Se cunoaște faptul că pentru sistemele hibride care conțin elemente de aceeași natură, adică electrice, mecanice, reciprocitatea poate fi definită impunînd simetria matricelor asociate unor formalisme specificate (formalismele de imitanță). În [6] arătăm într-un cadru foarte general că pentru sisteme propriu-zis hibride, adică sisteme care conțin subsisteme cu elemente de natură diferită, definiția conceptului de reciprocitate nu se poate face în mod consistent.

2. Restricții impuse asupra relațiilor funcționale

Conceptele fundamentale, definite în paragraful precedent, caracterizează subclase importante de sisteme hibride care intervin în aplicații. Aceste subclase sînt caracterizate prin anumite relații funcționale supuse la anumite constrîngeri care decurg din relațiile operatoriale care intervin în definiția conceptului respectiv: liniaritate, pasivitate, etc.

Pentru structurile elementare, a se vedea [3], [6], se pot demonstra următoarele proprietăți relative la relațiile constitutive, [7], [8].

PROPRIETATEA 1. Un uniport elementar disipativ este pasiv dacă și numai dacă graficul relației constitutive (α, τ) se găsește în cadranele I și III.

Spre exemplu *cvadratorul ideal*, definit prin

$$i = u^2,$$

nu este pasiv ci este activ. Pentru a dovedi această afirmație considerăm următoarea clasă de funcții

$$\mathcal{F} = \{f : \mathbb{R} \to \mathbb{R} : f^3 \in L_1,\ f \geqslant 0\}$$

și alegem ca semnal de intrare $u = -f$. Obținem pentru $\mathcal{E}(t)$ expresia

$$\mathcal{E}(t) = \int_{-\infty}^{t} (-f) f^2 \mathrm{d}t = -\int_{-\infty}^{t} f^3 \,\mathrm{d}t \leqslant 0,$$

inegalitate care probează afirmația făcută.

PROPRIETATEA 2. Un uniport elementar reactiv este pasiv dacă și numai dacă aplicația asociată relației constitutive este monotonă și de clasa C^1.

În ceea ce privește diporții elementari disipativi, pasivitatea decurge din constanța semnului puterii instantanee absorbite, adică

$$p = \alpha_1(\tau_1, \tau_2)\tau_1 + \alpha_2(\tau_1, \tau_2)\tau_2 \geqslant 0.$$

Pentru un diport elementar disipativ, care este și liniar, pasivitatea este echivalentă cu faptul că $p(t)$ este o matrice pozitiv semidefinită. Dacă scriem relațiile constitutive sub forma

$$\begin{cases} \alpha_1 = R_{11}\tau_1 + R_{12}\tau_2, \\ \alpha_2 = R_{21}\tau_1 + R_{22}\tau_2, \end{cases}$$

condiția de pasivitate se traduce prin următoarele condiții impuse asupra coeficienților R_{ij},

$$R_{11},\ R_{22} \geqslant 0,\ 4R_{11}R_{22} \geqslant (R_{12} + R_{21})^2. \tag{10}$$

Remarcăm faptul că nu apare nici o condiție privitoare la egalitatea sau inegalitatea termenilor diagonali.

Pe de altă parte, oricărui diport elementar disipativ îi este asociat un proces disipativ. Conform *principiului lui Onsager*, [9], [10], matricea coeficienților fenomenologici, care exprimă forțele termodinamice în funcție de fluxuri, este simetrică, adică $R_{12} = R_{21}$. Principiul enunțat descrie partea de semn constant a entropiei sistemului și este echivalentă cu faptul că entropia proprie este o funcție de stare, adică o diferențială totală exactă. În cadrul sistemelor, cu elemente de aceeași natură, principiul lui Onsager pune în evidență diporții disipativi reciproci, avînd matricea coeficienților fenomenologică simetrică. Totodată, întrucît relațiile lui Onsager nu sînt legate de natura elementelor rezultă că, în principiu, este posibil să existe un diport de cuplaj disipativ, descris prin relațiile constitutive

$$\begin{cases} u = R_g\ i + R_c v, \\ f = R_c i + R_m v, \end{cases} \tag{11}$$

în care au loc

$$R_e,\ R_m \geqslant 0,\ R_e R_m \geqslant R_c^2.$$

În același timp a fost pus în evidență faptul că dacă în procesele cuplate intervine atît cîmpul electric cît și cîmpul magnetic matricea coeficienților fenomenologici cuprinde atît o parte simetrică cît și o parte antisimetrică, adică așa numiții *coeficienți de tip Casimir*, [10], [11]. Faptul este confirmat de existența giratoarelor electrice și mecanice, etc.

3. Diporți hibrizi liniari nedisipativi

Pentru diporții liniari condiția de absență a pierderilor permite să punem în evidență o serie de diporți întîlniți în teoria circuitelor și a transductoarelor.

Considerăm un diport hibrid liniar, pasiv și invariant în timp, avînd semnalul de intrare **x** iar cel de ieșire **y**, adică

$$\mathbf{x} = [x_1, x_2]^{\mathrm{T}},\quad \mathbf{y} = [y_1, y_2]^{\mathrm{T}}.$$

Condiția de absență a pierderilor (4) devine în acest caz

$$\int_{-\infty}^{\infty} x_1(t)\, y_1(t)\mathrm{d}t = -\int_{-\infty}^{\infty} x_2(t)\, y_2(t)\, \mathrm{d}t,$$

presupunînd că vectorul de intrare face parte din L_2^2 și că operatorul asociat este din L_2^2 din L_2^2. Aplicînd teorema lui Parseval obținem mai

departe, [12],

$$\int_{-\infty}^{\infty} X_1(\omega)\,\overline{Y_1(\omega)}\,d\omega = -\int_{-\infty}^{\infty} X_2(\omega)\overline{Y_2(\omega)}d\omega. \tag{12}$$

Prin majuscule au fost notate imaginile Fourier asociate, iar prin supraliniere conjugarea complexă.

Pe de altă parte, se arată că [13], multiplicatorii Fourier în clasa L_2 sînt funcţiile mărginite pe $\mathbb{R}$, mai exact funcţiile esenţial mărginite pe $\mathbb{R}$. Notînd cu $H(\omega)$ multiplicatorul considerat, înmulţirea cu $H(\omega)$ reprezintă o transformare liniară şi continuă din L_2 în L_2, avînd norma de operator dată de

$$\sup |H(\omega)|,\ \omega \in \mathbb{R}.$$

Totodată din faptul că sistemul duce semnale cu valori reale în semnale cu valori reale, are loc, [12],

$$\overline{H(\omega)} = H(-\omega).$$

Folosind rezultatul enunţat privitor la multiplicatorii din L_2, rezultă că egalitatea (12) este echivalentă cu două egalităţi:

$$\begin{cases} X_1(\omega) = H(\omega)\,X_2(\omega), \\ -\,Y_2(\omega) = \overline{H(\omega)}\,Y_1(\omega) \end{cases} \tag{13}$$

Din egalităţile (13) se obţin patru posibilităţi.

a) Diportul conţine elemente de aceeaşi natură iar mărimile x_1 şi x_2 sînt de acelaşi tip. Structura reprezintă un transformator ideal generalizat.

Pentru un diport electric obţinem

$$\begin{bmatrix} U_1(\omega) \\ I_2(\omega) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & H(\omega) \\ -\overline{H(\omega)} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_1(\omega) \\ U_2(\omega) \end{bmatrix}. \tag{14}$$

Dacă $H(\omega) = \text{const.}$, structura este chiar transformatorul idea diport.

b) Diportul conţine elemente de aceeaşi natură, iar mărimile x_1 şi x_2 sînt de tipuri diferite. Structura reprezintă un girator generalizat. Pentru un diport electric obţinem

$$\begin{bmatrix} U_1(\omega) \\ U_2(\omega) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & H(\omega) \\ -\overline{H(\omega)} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_1(\omega) \\ I_2(\omega) \end{bmatrix}. \tag{15}$$

Dacă $H(\omega) = \text{const.}$, structura reprezintă chiar giratorul normal cu rezistenţa de giraţie $H(\omega)$.

c) Diportul este efectiv un transductor adică cele două perechi de fluxuri sînt de natură diferită. Pentru precizare dacă

$$\begin{cases} x_1 = f, & x_2 = i, \\ y_1 = v, & y_2 = u, \end{cases}$$

obținem

$$\begin{bmatrix} F(\omega) \\ U(\omega) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & H(\omega) \\ -\overline{H(\omega)} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V(\omega) \\ I(\omega) \end{bmatrix}, \tag{16}$$

care reprezintă ecuațiile transductorului electromecanic, cu factorul de cuplaj complex $H(\omega)$. (Prin f a fost notată forța, prin v viteza, prin u tensiunea, iar prin i curentul).

Dacă $H(\omega) = \text{const.}$, se obține transductorul ideal cu cîmp magnetic.

d) Diportul este efectiv un transductor. Mărimile $x_1 y_1$ de natură fixată și tip precizat iar mărimile x_2, y_2 sînt de altă natură dar de tipuri inversate (în raport cu situația analizată la punctul c)). Pentru precizare dacă

$$\begin{cases} x_1 = f, & x_2 = u, \\ y_1 = v, & y_2 = i, \end{cases}$$

obținem

$$\begin{bmatrix} F(\omega) \\ I(\omega) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & H(\omega) \\ -\overline{H(\omega)} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V(\omega) \\ U(\omega) \end{bmatrix}, \tag{17}$$

care reprezintă ecuațiile transductorului electromecanic, cu factorul de cuplaj electromecanic complex $H(\omega)$.

Dacă $H(\omega) = \text{const.}$, se obține transductorul ideal cu cîmp electric.

Concluzii

În lucrare a fost prezentat modul de organizare ca multiporți a sistemelor hibride prin generalizarea conceptelor corespunzătoare din teoria circuitelor. S-a arătat că există patru tipuri de diporți liniari, invarianți în timp și pasivi, care realizează conservarea puterii instantanee.

BIBLIOGRAFIE

1. *Jones D. L., Evans F. J.*, Journ. of Franklin Inst., 291, 6, 449–467, 1971.
2. *Stanomir D.*, Elemente acustice în sistemele de transmisiune. Teză de doctorat. Institutul Politehnic București, 1973.
3. *Stanomir D.*, Révue roum. Sci. techn. série Electr. et Energ. **22**, 4, 529–534, 1977.
4. *Newcomb R. W.*, Linear multiport synthesis. New York, McGraw-Hill, 1966.
5. *Zadeh L. A., Desoer Ch.*, Linear system theory. New York, Mc Graw-Hill, 1963.
6. *Stanomir D.*, Teoria fizică a sistemelor electromecanice. În curs de publicare.
7. *Stanomir D.*, Circuite electrice multiport. Institutul Politehnic București, 1974.
8. *Chua L. O., Sumg Mo Kang.*, Proc. of the IEEE, *64*, 2, 209–223, 1976.
9. *Prigogine Il.*, Introduction to the thermodynamics of irreversible processes. New York, Interscience Publishers, 1962.
10. *Flower J. O., Evans F. J.*, Journ. of Franklin Inst., *291*, 2, 121–136, 1971.
11. *Meixner J.*, Math. Physics, *4*, 2, 154–165, 1963.
12. *Stanomir D., Stănăşilă O.*, Metode matematice în teoria semnalelor. În curs de publicare
13. *Hille E., Phillips S. R.*, Amer. math. Soc. coll. publ. 1957.

Hibrid sistems
General concepts

In the paper the way in which the hybrid systems (i. e. electr-mecano-acoustical systems) may be organized as hybrid n-ports is given.

For this case the general concepts which occur in the system theory are given : linearity, passivity, time invariance and causality.

Finally it is shown that there are only four linear hybrid twoports which conserve the instantaneous power : the ideal transformer, the girator and two lossless ideal transducers (the transducer with magnetic field and the transducer with electric field).

BULETINUL INSTITUTULUI POLITEHNIC „GHEORGHE GHEORGHIU-DEJ"
BUCUREȘTI
SERIA ELECTROTEHNICĂ
Tomul XLI — 1979, Numărul 4

ENERGETICĂ

C.Z.: 537.523.3
621.3.015.532

CONSIDERATIONS SUR L'ASPECT PHYSIQUE DE L'EFFET DE COURONNE DE CHOC AUTOUR DES CONDUCTEURS

C. GARY, G. DRĂGAN, D. CRISTESCU*

L'effet de couronne de choc sur les conducteurs représente un domaine relativement moins étudié au point de vue physique.

La connaissance des aspects physiques de l'effet de couronne de choc est nécessaire pour l'étude de la phénoménologie du processus de la décharge, aussi que pour apporter des précisions concernant la déformation des ondes de surtensions sur les lignes aériennes.

Dans le travail, sur la base des photos réalisées avec un convertisseur d'images, dans le cadre de la collaboration entre MEE — IPB et EdF, on présente la longueur des streamers et la variation de la longueur maximale avec l'instant de l'apparition. Les données présentées, aussi que l'interprétations de ces données, ont un caractère inédit.

Introduction

En étudiant l'atténuation des ondes de surtension due à l'effet de couronne de choc, en parallele aux essais effectués sur plusieurs échantillons de conducteurs pour enregistrer les grandeurs $f(t)$, $g(t)$ et les cicles $q(u)$ et aux essais concernant l'atténuation et la distorsion de propagation des ondes sur une ligne à 220 kV [1], on a analysé aussi les aspects physiques de l'effet de couronne de choc. Pour ces études on a utilisé un convertisseur d'images (de type Thomson — CSF TSN 503.00A). Le principe de fonctionnement de ce type de convertisseur d'images est celui généralement connu. Il s'agit d'obtenir sur un écran oscilloscopique l'image de la zone de décharge analysée par le balayage d'un faisceau d'électrons à intensité variable. La coupure du faisceau, son balayage horizontale ou verticale permet d'obtenir à la fois des images statiques à différents moments et avec de temps de pose trés courts ou des images allongées dans les directions respectives.

Le tiroir images integrales rapides permettait soit une ou jusqu'à 6 photos statiques successives avec un temps de pose minimal de 1 μs et un intervalle minimal entre chaque photo de 5× temps de pose. On a pris aussi, des vues avec balayage horizontal ou vertical continu. Le temps de balayage correspond toujours à une distance de 5 cm sur la pellicule dans les directions correspondentes ; ce temps etait de 5,25,

Ouvrage reçu à la rédaction le 18 Octobre 1979
* Attaché au service ERMEL à l'EDF ; Maître de conférence ; Professeur ; chaire Raiseux électriques

50, 100 et 200 μs. Le nombre total des photos est de 98, pour deux types des conducteurs suspendus a 8,25 m du sol et 7 du parroi ; un conducteur BOA, de 65 mm diamètre et un faisceau de deux conducteurs de 570 mm, diamètre du conducteur de 31 mm et une distance entre conducteurs de 400 mm, les tensions critiques d'aprés Peek ont été de 605 kV respectif 482 kV. Comme forme de l'onde on a utilisé l'onde 1,2/50 μs et l'onde 16/80 μs de polarité positive et de polarité negative. Les valeurs maximales de la tension ont éte de 1 000 kV, 1500 kV et 2 000 kV [2]. L'ensemble expérimentale mis en oeuvre est présenté dans la fig. 1.

Dans le tableau 1, on donne le nombre des photos réalisées avec le convertisseur d'images.

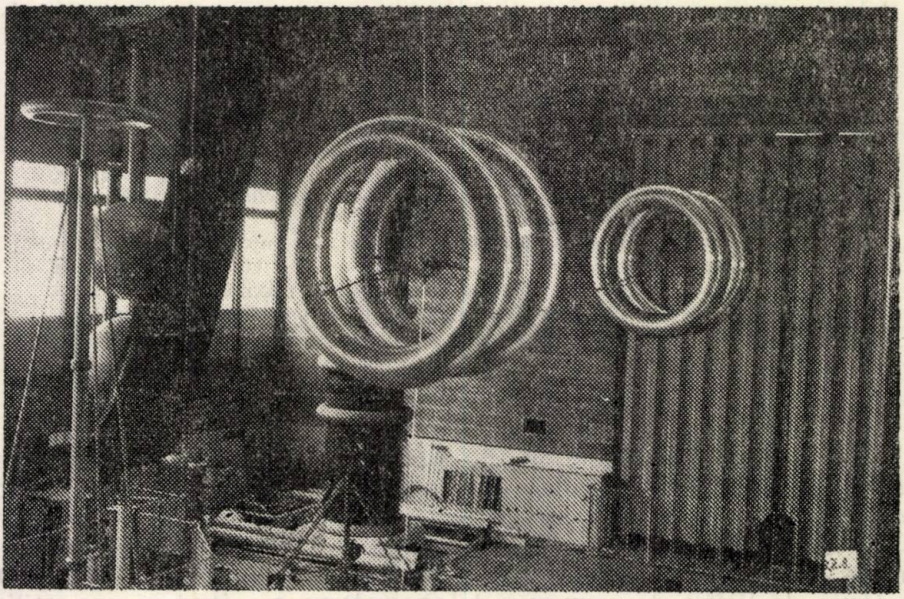


Fig. 1 L'ensemble expérimentale

Le déclanchement du convertisseur d'images était fait par une chaine presque identique au déclanchement des oscillographes avec un retard d'environ 100 ns. Un oscillographe à mémoire, mis à la sortie du convertisseur et déclanché en même temps, permettait de retrouver l'instant de déclanchement des photos statiques successives.

Tableau 1

Type de conducteur	Statique						Balayage vertical				Balayage horizontal			
	Une photo 4-6photos successives						1,2/50		16/80		1,2/50		16/80	
	1,2/50		16/80		16/80									
	+	−	+	−	+	−	+	−	+	−	+	−	+	−
BOA	3	3	1	1	6	5	3	3	5	3	6	3	6	3
Faiseau deux conducteurs	3	3	3	3	3	3	3	3	4	4	3	3	3	3

Dans ce travail on présente quelques considérations sur l'aspect physique de l'effet de couronne de choc, concernant le développement de la décharge tel que la longueur des streamers et la variation de la longueur maximales avec l'instant de l'apparition.

1. La longueur des streamers

La longueur des streamers a été déterminée en utilisant les photos statiques simples et les photos statiques successives ce qui a permis d'analyser les resultats obtenus.

Dans les fig. 2 — fig. 5 on présente, comme exemple, des photos obtenues avec le convertisseur d'images. La figure 2 donne la photo statique

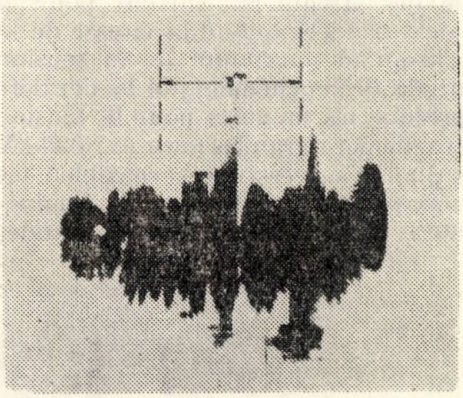


Fig. 2 Decharge couronne. Conducteur BOA ($2r$ = 65 mm) Photo convertisseur image. Photo statique — durré 10 μs Onde positive ; 1,2/50 μs U_{max} = 2 000 kV

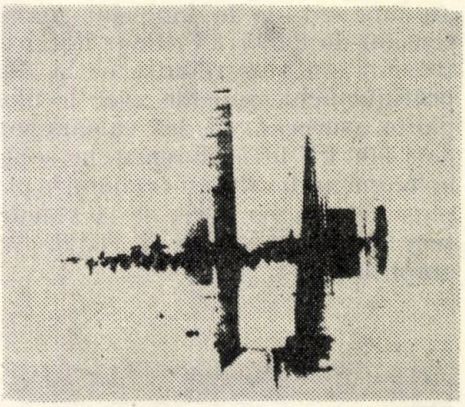


Fig. 3 Decharge couronne. Conducteur BOA ($2r$ = 65 mm) Photo convertisseur image. Photo statique — durré 5 μs Onde négative ; 16/80 μs U_{max}=2 000 kV ;

simple de la decharge de polarité positive autour du conducteur BOA, pour une onde de 1,2/50 μs et une amplitude de 2 000 kV ; la figure 3 se réfère, dans mêmes conditions, à la polarité negative de l'onde. La fig. 4 présente la photo statique de la decharge de polarité positive, autour du conducteur BOA pour une onde 16/80 μs de 2 000kV et la fig. 5 la photo statique multiple, pour une tension de 2 000 kV de polarité positive, l'onde 16/80 μs.

Dans le tableau 2 on donne les longueurs des streamers obtenues.

Tableau 2

Longueur des streamers, d'après des photos statiques

Tension kV	Conducteur BOA				Conducteurs en faisceaux			
	Polarité — type d'onde				Polarite — type d'onde			
	Positive		Négative		Positive		Négative	
	1,2/50	16/80	1,2/50	16/80	1,2/50	16/80	1,2/50	16/80
1 000	57	—	10*		29	24		
1 500	110	—	20		65	57	25	13
2 000	160	80	38	35	131	65	42	23

* Pour 5 μs temps d'exposition.

Le tableau 3 contient les valeurs de la longueur des streamers obtenues avec les photos statiques successives classées après les valeurs croissantes du temps.

Les photos dites successives ont été enregistrées pour les temps qui varient de 0,5 μs à 21 μs ce qui peut expliquer la différence entre les longueurs des streamers obtenues d'après ces photos et les longueurs obtenues des photos dites „simples" qui donnent les streamers maximum — maximorum qui sont apparus dans l'évolution de la decharge.

Des photos statiques successives ont été obtenues seulement pour les ondes 16/80 μs. On voit qu' y a des différences entre les valeurs données pour les photos statiques simples et celles des photos successives, ce que s'explique par le fait que les photos successives n'ont été pas prises au moment de la longueur maximale des streamers, surtout pour la tension de 2 000 kV. Pour la tension de 1 000 kV, quand la vitesse de la tension est plus réduite et la durée jusqu'au maximum de la tension pratiquement coïncide avec le moment de declenchement de la dernière photo „successive", les valeurs sont presque les mêmes ; pour la tension de 1 500 kV les différences ne sont pas tellement grandes mais à 2 000 kV la longueur des streamers donnée par les photos successives est sensiblement plus réduite vis à vis de la valeur „max-max", surtout pour le conducteur BOA, 60%, vis à vis de 75—80% pour le faisceau aux grandes amplitudes.

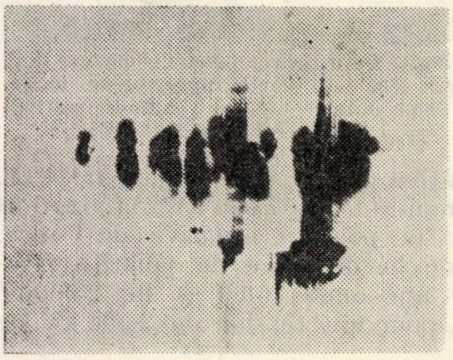


Fig. 4 Decharge couronne. Conducteur BOA ($2r=65$ mm) Photos succesives convertisseur image. Photo statique — durré 10 μs Onde positive 1680 μs
$U_{max} = 2000$ kV ; $U_{10\mu s} = 1678$ kV

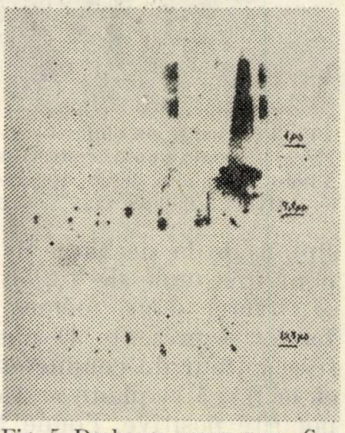


Fig. 5 Decharge cournonne. Conducteur BOA ($2r=95$mm) Photos succesives convertisseur images — durré 1 μs Onde positive ; 16/80 μs
$U_{max}=2\,000$kV ; $U_{1\mu s}=272$ kV
$U_{7,1\mu s}=1420$kV ; $U_{10,8\mu s}=1715$kV
$U_{15\mu s}=1900$kV ; $U_{18,8\mu s}=1948$kV

Une étude dédiée particulièrement aux paramètres ayant une certaine influence sur la longueur des streamers tels que la tension au moment de l'apparition du champ sur le conducteur, la distribution statistique des points de decharge au long du conducteur est en train d'être publié.

Dans la fig. 6 et fig. 7 on présente la variation de la longueur des streamers en fonction du rapport entre la tension maximale du choc

appliqué et la tension critique de l'effet de couronne, pour les deux types des conducteurs et les deux types d'ondes.

En analysant les données présentées on obtient les conclusions suivantes :

La longueur des streamers s'acroit avec la valeur de crête de la tension et la croissance est non linéaire, surtout pour l'onde 1,2/50 μs et la polarité positive. Cette dépendance non linéaire s'éxplique par le fait que le gradient de la tension, au long de la décharge se réduit avec la longueur d'une décharge.

Pour l'onde 16/80 μs, pour la même raison, la dépendance de la longueur avec la tension, est moins èvidente, aussi que pour la tension négative, ou l'intensité du champ électrique moyenne, dans le domaine de la décharge autour du conducteur est plus grande et moins variable avec la distance.

La longueur maximale des streamers pour une onde 1,2/50 μs de polarité positive est assez grande. Par exemple, pour le conducteur BOA et pour la valeur du rapport U_{max}/U_0 égal à 2, 7, cette longueur est plus d'un mètre ; la croissance avec l'augmentation de la tension est rapide et la longueur atteint 1,6 m pour $U_m/U_0 = 3{,}3$; en première aproximation $l_{str} = 0{,}32\ U_m^{2{,}34}$ avec U_m MV, l — m.

La longueur des streamers, pour la même valeur du rapport U_m/U_0 et l'onde 1,2/50 μs de polarité positive est plus réduite dans le cas des conducteurs faisceaux ($l_{str} = 0{,}1\ U_m^{2{,}5}$).

L'explication consiste dans le fait que pour les conducteurs en faisceau, qu'à l'exception d'une zone au voisinage des conducteurs, on a une diminution plus rapide du champ électrique avec la distance.

— La longueur des streamers pour 16/80 μs de polarité positive est beaucoup plus réduite ($l_{str} = 0{,}2\ U_m^{0{,}9}$ pour 1,2/50 μs et $l_{str} = 0{,}123\ U_m^{0{,}4}$ pour 16/80 μs). On constate aussi que la différence des longueurs des streamers pour les deux types des conductans est moins évidente, surtout pour des tensions appliquées assez réduites. Cela s'explique par la valeur différente de l'intensité du champ électrique dans le domaine de la decharge, autour du conducteur et non par la valeur différente des charges d'espace (ce qu'on peut constater d'après les cycles $q = f(U)$ qui ne diffèrent pas beaucoup pour de gros conducteurs et des faisceaux).

— Pour la polarité negative de la tension, la longueur des streamers est beaucoup plus réduite en comparaison avec la polarité positive, surtout pour les ondes 1,2/50 μs. On constate aussi que la longueur des streamers est moins influencée par l'amplitude de la tension. Ces résultats on peut les expliquer par la valeur du champ électrique dans le domaine de la décharge électrique autour du conducteur, determiné par les charges d'espace, aussi que par la valeur et la variation de l'énergie dissipée en fonction du rapport U_m/U_0.

Pour le gros conducteur 2r = 65 mm, le rapport des énergies dissippées dans des cycles q — u positives et négatives à $U_m = 3{,}5\ U_0$ et 42 J/m : 11,8 J/m = 3,6 pour l'onde 1,2/50 μs et 40,3 J/m : 13,83 J/m = 2,9 pour l'onde 16/80 μs.

On constate aussi que pour les conducteurs en faisceau et l'onde 16/80 μs, de polarité négative, la longueur des streamers est minimale

Tableau 3

Variation des longueurs des streamers en cm, avec le temps, d'apres les photos statiques successives — Onde 16/80 µs —

Conducteur	Polarité	Tension maximale de choc [kV]	Nr. photo	Temps [µs]	Valeur instantannée de la tension [kV]	Longueur maximale [cm]			Longueur moyenne [cm]		
						Vers le sol	Vers le haut	Moyenne	Vers le sol	Vers le haut	Moyenne
1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12
BOA $2r = 65$ mm²	Positive	1 000	42	8	771	24.6	35,4	30	24,0	34,8	29,4
				10	869	77	—	77			
		1 500	46	1	181						
				4	723	34.8	31,4	33,1	25,1	30,8	27,9
				6	962	32,0	35,4	33,7	27,4	25,1	26,2
				8,2	1 160	22,8	27,4	25,1	17,1	18,8	17,9
				10	1 260						
		2 000	51 ; 53	0,5	98						
			50,52	1	272						
			51	3	767	45,7	45,7	45,7	36,8	36,7	36,7
			50	3,8	932	56,0	44,6	50,3	46,3	38,3	42,3
			51	5,2	1 181	45,7	41,1	43,4	31,4	29,1	30,2
			50	5,9	1 266	40,0	48,6	44,3	38,8	41,7	40,2
			53	7	1 396	57,1	38,8	47,9	45,7	34,3	40,0
			52	7,1	1 420	34,8	41,1	37,9	30,3	35,4	32,8
			51	7,4	1 442	44,6	37,1	40,8	30,8	28,6	29,7
			50	8	1 509	44,6	34,8	39,7	32,6	30,8	31,7
			51	9,2	1 618	45,7	43,4	44,5	36,0	32,0	34,0
			50	9,9	1 671	41,1	44,6	42,8	32,0	33,1	32,5
			53	10,5	1 706	40,6	42,8	41,7	34,3	34,3	34,3
			52	10,8	1 715	60,0	44,6	52,3	39,6	37,1	38,3
			51	11,6	1 768	36,0	35,4	25,7	28,6	28,6	28,6
			52	15	1 900						
			53								
			52	18,8	1 948						
			53	21	1 962						
Faisceau 2×570mm²	Positive	1 000	89	0,8	76						
				6,4	664						
				9,7	828						
				13,7	944			21,7			20,0
				17	992	25,7	20,0	22,8	22,3	18,3	20,3
		1 500	93	1	189						
				6,4	993	57,1	36,6	46,8	35,4	25,7	30,5
				9,6	1 233	50,3	35,4	42,8	39,4	28,6	34
				13,8	1 412	34,4	25,7	30,0	22,8	28,3	20,5
				17,5	1 488						
				0,5	93						
		2 000	98	6,5	1 328	60	57,1	58,5	53,7	42,8	48,2
				9,8	1 658	65,7	65,7	65,7	51,4	50,3	50,8

Tabelul 3

1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12
BOA $2r = 65$ mm²	Négative	1 500	30	13,9	1 865	65,7	53,1	59,4	47,4	45,1	46,2
				0,8	98						
				3,7	707						
				5,8	988			11,4			6,3
				7,9	1 168			18,8			17,7
				9,8	1 282			20,0			20,0
			35 ; 36	0,5	126						
			34	2,2	650			8,6			5,7
			34	5	1 183	29,1	25,7	27,7	22,3	21,1	
			35	6,7	1 406	41,7	37,7	39,7	36,6		36,6
			36	6,8	1 410	41,7	32,0	36,8	38,8	30,3	34,5
		2 000	34	7,2	1 470			36,6			28,0
			34	9,3	1 659			37,1			28,6
			36	10	1 721			46,3			34,8
			35	10,5	1 772	30	18	24			24
			34	11,2	1 788			31,4			31,4
			36	14,8	1 940	9	45	27,0			27,0
			35	15	1 943	51,0	39	45,0			45,0
			36	18,3	1 990						
			36	20,8	2 002						
Faisceau 2×570 mm²	Négative	1 000	76	1	157						
				6	651						
				9,5	789						
				13,5	942						
				17	982						
		1 500	80	1	190						
				6	906						
				9,5	1 199			14,8			14,3
				13,5	1 386						
				17	1 458						
		2 000	85	1	258						
				6,8	1 389	17,1	15,4	16,2	14,3	14,8	14,5
				10	1 697	20	34,3	27,1		25,7	25,7
				14	1 892	17,1	51,4	34,2			34,2
				15,4	1 932						

(presque deux fois plus réduite) ce qu'on peut expliquer par la variation différente du champ électrique aussi que par la valeur différente des charges d'espace.

En connaissant la longueur des streamers et la charge d'espace, determinée par les cicles $q = f(u)$, on peut calculer la valeur moyenne du champ électrique dans le domaine de la décharge et la variation du champ avec la distance.

2. La variation de la longueur des streamers pour différentes valeurs du temps

Pour l'onde 16/80 μs on a déterminé aussi la variation de la longueur des streamers en fonction du rapport U_m/U_0 pour différentes valeurs du temps, en utilisant des photos statiques successives (fig. 8 et fig. 9); les données sont présentées dans le Tableau 3.

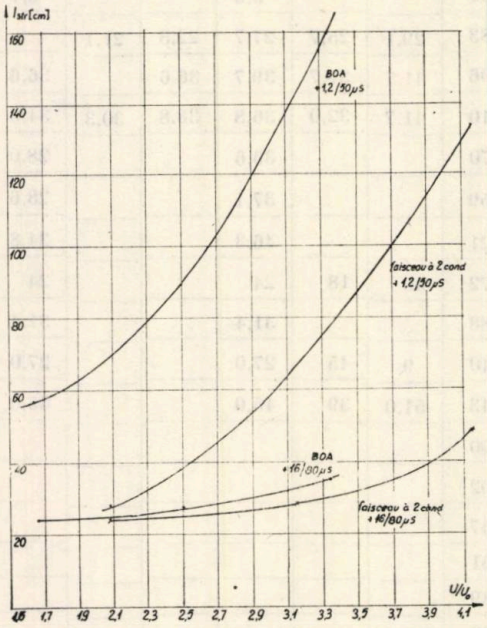


Fig. 6 Longueur des streamers en fonction de U_{max}/U_0. Polarité positive

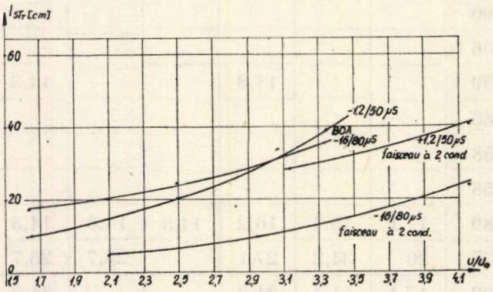


Fig. 7 Longueur des streamers en fonction de U_{max}/U_0. Polarité negative

En analysant la fig. 8 et fig. 9 on obtient les conclusions suivantes.

— La pente de la variation de la longueur des streamers en fonction du rapport U_m/U_0, pour les différentes valeurs du temps, est pratiquement la même ce qu'on peut expliquer par le fait que les photos successives ont été prises pour des valeurs assez grandes du rapport U_m/U_0 et pour une quantité limitée des ces valeurs.

Pour des valeurs relativement réduites de la tension, la longueur des streamers est moins influencée par l'amplitude de la tension.

On constate que la longueur des streamers pour le conducteur BOA est plus grande que pour les conducteurs en faisceaux ce qui est en concordance avec les résultats (presentés dans les fig. 6 et fig. 7).

— Les valeurs maximales de la longueur des streamers sont obtenues pour les valeurs données du temps, de la polarité de la tension, le type du conducteur et l'amplitude de la tension appliquée. Pour le conducteur BOA et la polarité positive de la tension, la valeur maximale de la longueur est autour de 4 μs, pratiquement indépendente de l'ampli-

tude de la tension appliquée. Pour les conducteurs en faisceaux, cette valeur du temps est plus grande (de 6,5 respectivement de 8,5—9,5 μs) ce que s'éxplique par la variation différente, avec la distance, du champ électrique autour du conducteur. D'autre part dans ce cas les valeurs

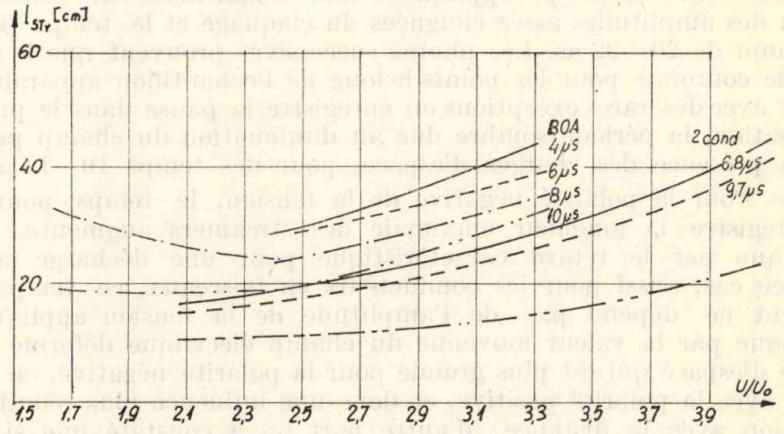


Fig. 8 Longueur des streamers en formation du rapport U_{max}/U_0 pour différents valeurs du temps. Onde 16/80 μs de polarité positive

du temps pour les quelles la longueur du streamer est maximale dépendent de l'amplitude de la tension appliquée ; on peut éxpliquer ça par la valeur différente de l'intensité du champ électrique, fonction de la tension

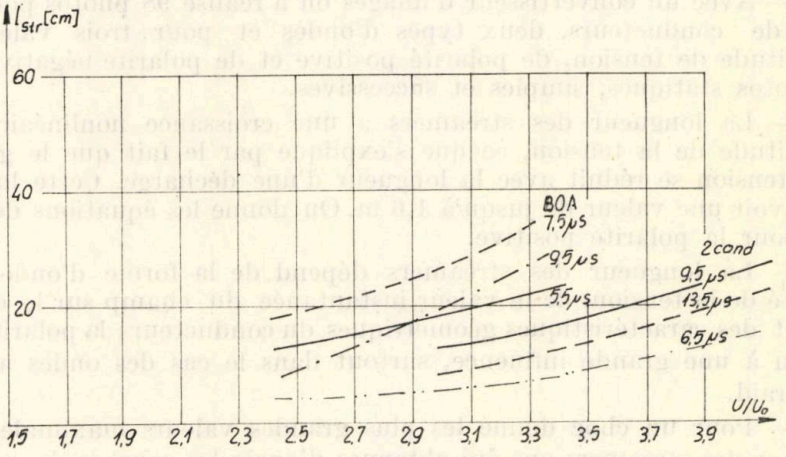


Fig. 9 Longueur des streamers en formation du rapport U_{max}/U_0 pour différents valeurs du temps. Onde 16/80 μs de polarité négative

appliquée et par l'influence de la réduction de l'intensité du champ électrique avec la distance qui, dans ce cas, est plus importante que pour le conducteur BOA.

La réduction de la longueur des streamers pour des temps suppérieurs à 8—10 μs dans tous les cas étudiés confirme les résultats obtenus

par le „Groupe des Renardières" qui a étudié les décharges longues, en ce qui concerne la présence d'une période sombre après le premier effet couronne, pour des ondes avec des fronts beaucoup plus longues [3].

Les ondes 16/80 μs éppliquées aux echantillons de conducteurs, ont eu des amplitudes assez éloignées du claquage et le temps jusqu'un maximum de 20—22 μs. Les photos successives prouvent que le premier effet de couronne pour les points le long de l'echantillon apparait avant 5 μs et avec des rares exceptions on enregistre la pause dans le processus d'ionisation, la période sombre due au diminuation du champ provoqué par la présence des charges d'espace, pour des temps 10—14 μs.

— Pour la polarité négative de la tension, le temps pour lequel on enregistre la longueur maximale des streamers augmente, ce que s'éxplique par le retard caractèristique pour une décharge négative. Dans ce cas, aussi pour les conducteurs en faisceaux, ce temps pratiquement ne dépend pas de l'amplitude de la tension appliquée. Ça s'explique par la valeur moyenne du champ électrique déformé par la charge d'espace qui est plus grande pour la polarité négative, en comparaison avec la polarité positive, et donc une influence plus réduite de la réduction avec la distance ; d'autre part on a constaté que si pour la polarité positive on obtient une augmentation de la valeur du champ électrique avec l'augmentation de la tension appliquée, pour la polarité négative l'intensité du champ est pratiquement constante.

Conclusions

— Avec un convertisseur d'images on a réalisé 98 photos pour deux types de conducteurs, deux types d'ondes et pour trois valeurs de l'amplitude de tension, de polarité positive et de polarité négative, dont 21 photos statiques, simples et successives.

— La longueur des streamers a une croissance nonlinéaire avec l'amplitude de la tension, ce que s'explique par le fait que le gradient de la tension se réduit avec la longueur d'une décharge. Cette longueur peut avoir une valeur de jusqu'à 1,6 m. On donne les équations de variation pour la polarité positive.

— La longueur des streamers dépend de la forme d'onde, de la polarité de la tension, de la valeur instantanée du champ sur le conducteur et des caractéristiques géometriques du conducteur ; la polarité de la tension à une grande influence, surtout dans le cas des ondes avec un front raid.

— Pour un choc donné les plus grandes valeurs maximales de la longueur des streamers ont été obtenues d'après les courbes de variation en temps ; ce temps dépend de la polarité de la tension, de la forme de l'onde et des caractéristiques géometriques du conducteur ; l'amplitude de la tension a une influence réduite, surtout pour un conducteur ayant un diamétre assez grand.

— Les données concernant la variation en temps de la longueur des streamers permettent d'approfondir la physique de l'effet de couronne de choc.

BIBLIOGRAPHIE

1. *Gary, C., Drăgan, G., Cristescu, D.*, Attenuation de propagation des surtensions sous l'influence de l'effet de couronne. Repport CIGRE 33—13, 1978.
2. *Gary, C., Drăgan, G., Cristescu D.*, Première interprétation physique de l'effet de couronne de choc autour du conducteur de ligne. W. G. 33—01, Orleans, 1978.
3. *Groupe des Renardières* : Recherches aux Renardières sur l'amorcage des grands intervalles d'air. Electra nr. 23, 1972 et Electra nr. 35, 1974.

Considerații asupra aspectelor fizice ale descărcării corona de impuls pe conductoare

Descărcarea corona de impuls pe conductoarele liniilor electrice aeriene reprezintă o problemă relativ puțin studiată din punct de vedere fizic. Cunoașterea aspectelor fizice ale acestei descărcări are importanță pentru aprofundarea fenomenologiei descărcării corona de impuls, precum și pentru a aduce precizări asupra deformării undelor de supratensiune pe linii.

În cadrul lucrării, pe baza fotografiilor efectuate cu un convertizor de imagini, în cadrul colaborării MEE — IPB și EdF, se analizează lungimea strimerilor, precum și variația lungimii maxime în momentul apariției descărcării corona. Rezultatele prezentate precum și interpretarea acestor rezultate au un caracter inedit.

BULETINUL INSTITUTULUI POLITEHNIC „GHEORGHE GHEORGHIU-DEJ"
BUCUREȘTI
SERIA ELECTROTEHNICĂ
Tomul XLI — 1979, Numărul 4

AUTOMATICĂ

C.Z.: 62—522

ASUPRA UNEI METODE DE ÎMBUNĂTĂȚIRE A COMPORTĂRII DINAMICE A ELEMENTELOR DE EXECUȚIE HIDRAULICE

S. FLOREA, I. CATANĂ*

În lucrarea de față se prezintă o metodă modernă de ameliorare a comportării dinamice a elementelor de execuție hidraulice folosind circuite mecano-hidraulice cu comportare de tip filtru trece sus. Pentru optimizarea circuitelor de corecție funcțională a acestor echipamente s-a utilizat simularea numerică.

Introducere

Utilizarea pe scară largă a elementelor de execuție hidraulice în cadrul sistemelor automate, a impus perfecționarea continuă a acestor echipamente atît din punct de vedere constructiv, cît și funcțional pentru a satisface cerințe de performanță tot mai ridicate.

Calitățile deosebite pe care elementele de execuție hidraulice le prezintă, printre care menționăm : raport putere-greutate foarte mare construcție compactă, rigiditate la ieșire ridicată, mare fiabilitate în exploatare și viteze de răspuns superioare altor tipuri de acționări, le conferă un loc aparte în cadrul mijloacelor moderne de automatizare.

În cadrul sistemelor de reglare a vitezei sau poziției sarcinilor inerțiale mari acționate prin intermediul elementelor de execuție hidraulice cu mișcare de translație sau rotație, din cauza compresibilității fluidului de lucru și a amplificării în presiune foarte mari, precum și a legăturii directe dintre motor și sarcină, sarcina absoarbe puțină energie datorită forțelor de frecare și pierderilor vîscoase astfel încît pentru subsistemul hidraulic rezultă un factor de amortizare foarte mic (de cele mai multe ori $\zeta < 0{,}1$).

Pe de altă parte efectul compresibilității și al maselor mari determină frecvențe naturale hidraulice în general mici pentru marea majoritate a aplicațiilor din domeniul acționării hidraulice a mașinilor-unelte. Cele două efecte menționate impun o limitare severă a amplificării sistemelor hidraulice pentru a satisface condiția de stabilitate, ceea ce influențează în sens negativ celelalte performanțe ale acestor sisteme [1, 2].

Manuscris predat, redacției la data de 24 iulie 1979
* Prof. dr. ing.; Șef lucrări dr. ing. Catedra Automatică I.

În acest context se impune cu necesitate mărirea prin procedee artificiale a amortizării din cadrul sistemelor și în mod special a amortizării hidraulice a subsistemului de putere, asigurînd prin aceasta un domeniu mult mai larg de variație al factorului de amplificare compatibil cu condiția de stabilitate.

Se cunoaște efectul deosebit de favorabil pe care îl prezintă pierderile de fluid din cadrul motorului hidraulic și amplificatorului asupra amortizării și implicit asupra comportării dinamice [2].

Utilizarea acestor pierderi în scopul ameliorării stabilității pe lîngă dezavantajul pierderilor de putere mari prezintă și alte dezavantaje funcționale.

În primul rînd, pierderile exterioare (la rezervor) conduc la micșorarea presiunilor de repaus în camerele motorului hidraulic (care în mod normal trebuie ținute la valoarea $1/2\ p_0$) fapt care atrage după sine reducerea zonei de liniaritate a presiunii la motor în funcție de curentul de comandă al servovalvei favorizînd în același timp apariția cavitației în camera de presiune joasă.

În al doilea rînd, pierderile între camerele motorului reduc factorul de amplificare în presiune și contribuie la mărirea erorii de poziționare cînd la sarcină acționează forțe de frecare uscată sau alte forțe perturbatoare.

În lucrarea de față se prezintă o metodă modernă de ameliorare a comportării dinamice a elementelor de execuție hidraulice folosind circuite de corecție mecanohidraulice cu comportare de tip filtru trece sus [3].

Cu ajutorul simulării numerice au fost verificate concluziile desprinse din cercetarea analitică a acestor echipamente atît în varianta liniarizată cît și în cazul în care se consideră frecarea uscată la motor și sarcină.

1. Modelul matematic liniarizat pentru elementele de execuție hidraulice

Pentru ilustrarea metodei vom analiza un subsistem hidraulic în care elementul de acționare este un motor cu mișcare de translație, figura 1.

Ecuația de echilibru dinamic al forțelor la sarcină este dată de relația :

$$\Delta p_m \cdot A_m = M \frac{\mathrm{d}^2 y}{\mathrm{d}t^2} + f \frac{\mathrm{d}y}{\mathrm{d}t} + F_0 \left(\frac{\mathrm{d}y}{\mathrm{d}t} \right) \tag{1}$$

Aplicînd ecuația de continuitate a fluidului de lucru celor două camere ale motorului hidraulic luînd în considerație pierderile de debit interioare și exterioare pe care le considerăm proporționale cu presiunea obținem ecuația de debit :

$$Q_m = A_m \frac{\mathrm{d}y}{\mathrm{d}t} + \alpha_m \Delta p_m + \frac{V_m}{4E} \frac{\mathrm{d}\Delta p_m}{\mathrm{d}t} \tag{2}$$

Ecuaţiile (1) şi (2) în ipoteza neglijării forţelor de frecare la motor şi sarcină ($F_0 = 0$) permit stabilirea funcţiei de transfer a motorului hidraulic sub forma :

$$H(s) = \frac{K_m}{s\left(\frac{s^2}{\omega_n^2} + \frac{2\zeta_m}{\omega_n} s + 1\right)} \tag{3}$$

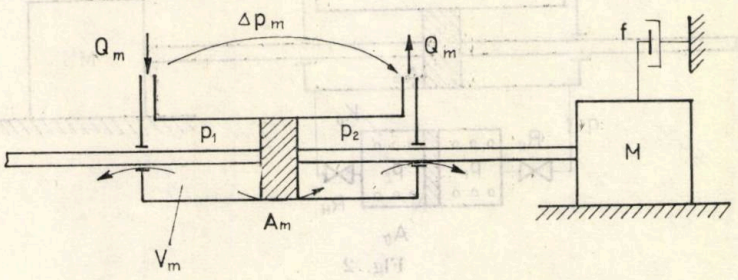


Fig. 1

unde :

$$K = \frac{A_m}{A_m^2 + \alpha_m f} \tag{4}$$

$$\zeta_m = \frac{\alpha_m M + \frac{V_m f}{4E}}{\sqrt{\frac{M V_m}{E}(A_m^2 + \alpha_m f)}} \tag{5}$$

$$\omega_n = \sqrt{\frac{4E(A_m^2 + \alpha_m f)}{V M}} \tag{6}$$

2. Corecţia funcţională a elementelor de execuţie hidraulice

Se remarcă din relaţiile (5) şi (6) influenţa pe care o au parametrii constructivi şi funcţionali asupra comportării dinamice a motoarelor hidraulice cu mişcare de translaţie.

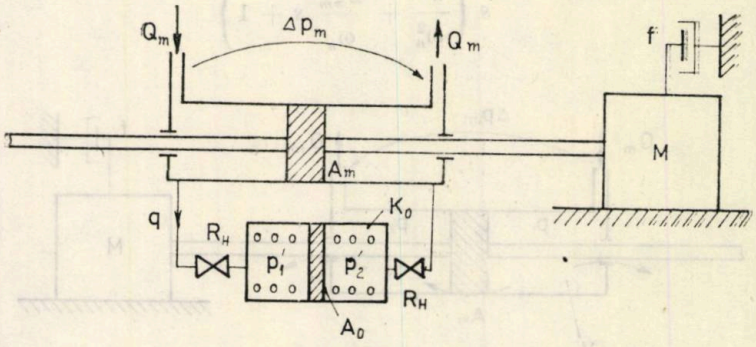
Se impune aşadar, mărirea factorului de amortizare fără utilizarea pierderilor de debit la motorul hidraulic ($\alpha_m = 0$), care aşa cum am arătat dezavantajează regimul staţionar. Pentru aceasta, se utilizează o corecţie cu ajutorul unor circuite care asigură pierderi de debit numai în regim tranzitoriu cînd ameliorează comportarea dinamică, figura 2.

Ţinînd cont de ipotezele făcute ecuaţia de continuitate devine :

$$Q_m = q + A_m \frac{dy}{dt} + \frac{V_m}{4E} \frac{d\Delta p}{dt} \tag{7}$$

unde:

$$q = g_m \left[\frac{Ts}{Ts + 1} \right] \Delta p_m \tag{8}$$



Flg. 2

reprezintă debitul prin circuitul hidraulic de corecție, iar

$$g_m = \frac{1}{2R_H} \; ; \qquad T = \frac{2R_H A_0^2}{K_0} \tag{9}$$

conductanța hidraulică și constanta de timp a circuitului de corecție.

Relația (8) exprimă variația debitului de amortizare în timpul regimului tranzitoriu, reprezentată în figura 3.

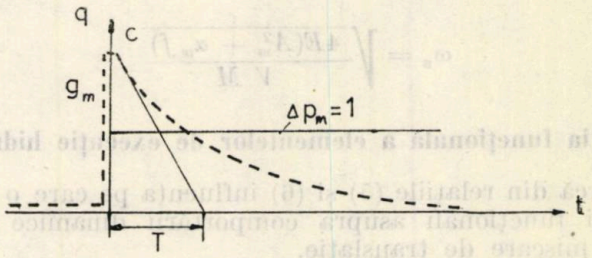


Fig. 3

Ecuațiile (1), (7) și (8) permit elaborarea schemei funcționale din figura 4.

Elementele circuitului de corecție (g_m, T) pot fi modificate într-o plajă de valori pentru a obține o varietate de răspunsuri dinamice ale motorului hidraulic.

Factorul de amortizare maxim ce se poate obține este funcție atît de parametrii motorului hidraulic și sarcinii cît și de parametrii circui-

tului de corecţie aşa cum se arată în literatura de specialitate [2, 3]:

$$\zeta_{max} = g_m \frac{M}{2A_m^2} \omega_n^2 \tag{10}$$

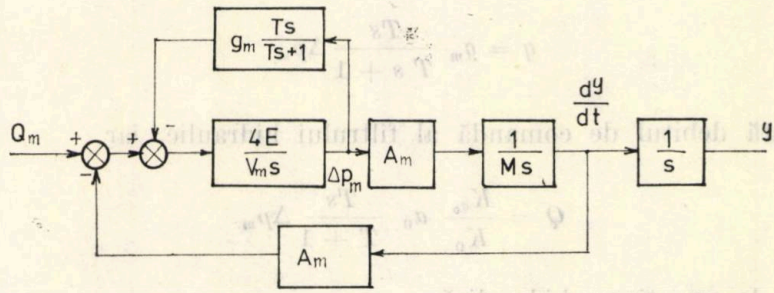


Fig. 4

Optimizarea circuitului de corecţie se poate face cu o precizie corespunzătoare folosind simularea numerică.

Pentru un caz particular rezultatele simulării întreprinse în cadrul lucrării de faţă sînt prezentate în figura 5.

Odată determinate valorile optime pentru T şi g_m trebuie rezolvată problema construcţiei filtrului care asigură realizarea acestor parametri.

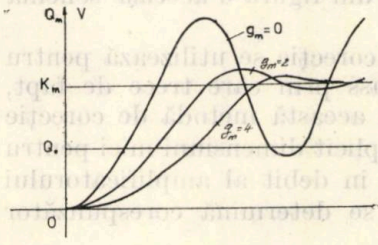


Fig. 5

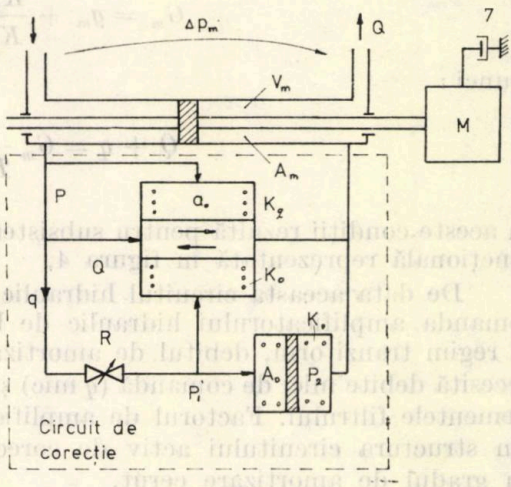


Fig. 6

Se remarcă faptul că pentru mase mari rezultă circuite de corecţie hidraulice relativ voluminoase. Pentru a elimina acest inconvenient se utilizează circuite de corecţie active, folosind amplificatoare hidraulice cu sertar aşa cum se arată în figura 6.

În acest caz ecuația de debite la motorul hidraulic devine :

$$Q_m = Q + q + A_m \frac{dy}{dt} + \frac{V_m}{4E} \frac{d\Delta p_m}{dt} \tag{11}$$

unde :

$$q = g_m \frac{Ts}{T\,s + 1} \Delta p_m \tag{12}$$

reprezintă debitul de comandă al filtrului hidraulic, iar

$$Q = \frac{K_{q_0}}{K_0}\, a_0 \, \frac{Ts}{T + 1} \Delta p_m \tag{13}$$

debitul de amortizare hidraulică.

Conductanța hidraulică g_m și constanta de timp a circuitului de corecție sînt date de relațiile :

$$g_m = \frac{1}{R_H} \; ; \qquad T = \frac{R_H A_0^2}{K_0} \tag{14}$$

Dacă notăm cu G_m conductanța hidraulică echivalentă :

$$G_m = g_m + \frac{K_{q_0}}{K_0} a_0 \tag{15}$$

atunci :

$$Q + q = G_m \frac{Ts}{T + 1} \tag{16}$$

În aceste condiții rezultă pentru subsistemul din figura 6 aceeași schemă funcțională reprezentată în figura 4.

De data aceasta circuitul hidraulic de corecție se utilizează pentru comanda amplificatorului hidraulic de bypass prin care trece de fapt, în regim tranzitoriu, debitul de amortizare ; această metodă de corecție necesită debite mici de comandă (q mic) și implicit dimensiuni mici pentru elementele filtrului. Factorul de amplificare în debit al amplificatorului din structura circuitului activ de corecție se determină corespunzător cu gradul de amortizare cerut.

Astfel dacă se dorește un factor de amortizare ζ_a atunci rezultă pentru acest parametru valoarea

$$K_{q_0} = \frac{\zeta_a A_m K_0}{a_0} \sqrt{\frac{V_m}{EM}} \tag{17}$$

Din punct de vedere funcțional cele două metode de corecție sînt echivalente, acționînd numai în regim tranzitoriu și blocînd trecerea debitului de amortizare în regim staționar.

3. Influența forțelor de frecare asupra comportării dinamice a elementelor de execuție hidraulice

Considerînd forțele de frecare uscată la motorul hidraulic și sarcină ($F_0 \neq 0$) ecuațiile (1) și (2) permit stabilirea schemei funcționale din figura 7.

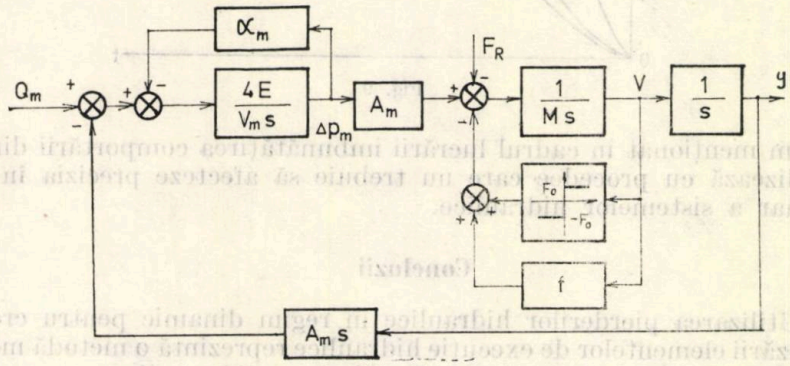


Fig. 7

Prezența frecării uscate la motor și sarcină influențează în primul rînd regimul staționar, determinînd o cădere de presiune la motor cu atît mai mare cu cît forța de frecare este mai mare.

Efectul combinat al forțelor de frecare uscată și vîscoasă asupra presiunii la motor se poate urmări în figura 8.

Forțele de frecare au o influență și mai pregnantă asupra preciziei în regim staționar a sistemelor de poziționare unde este necesar un semnal de eroare suficient de mare care amplificat corespunzător să permită obținerea unei presiuni la motorul hidraulic astfel încît : $(\Delta p_m > \Delta p_m)_0$.

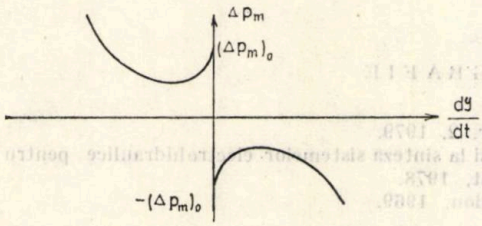


Fig. 8

De asemenea, frecarea influențează negativ comportarea sistemelor de reglare a vitezei, mai ales la viteze mici, unde generează fenomenul de stick-slip.

În ceea ce privește comportarea dinamică a elementelor de execuție hidraulice, prezența forțelor de frecare uscată conduce la creșterea nivelului de energie absorbită și implicit la creșterea amortizării contribuind astfel la ameliorarea comportării dinamice.

Se constată prin simulare numerică efectul favorabil pe care îl are forța de frecare asupra comportării dinamice a elementelor de execuție hidraulice, figura 9.

Deşi frecarea ameliorează comportarea dinamică a elementelor de execuţie, totuşi în proiectarea şi construcţia acestor echipamente se fac eforturi substanţiale de reducere a forţelor de frecare tocmai pentru a permite obţinerea unei precizii corespunzătoare în regim staţionar. Aşa

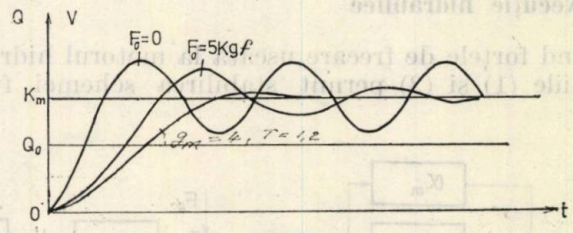


Fig. 9

cum am menţionat în cadrul lucrării îmbunătăţirea comportării dinamice se realizează cu procedee care nu trebuie să afecteze precizia în regim staţionar a sistemelor hidraulice.

Concluzii

Utilizarea pierderilor hidraulice în regim dinamic pentru creşterea amortizării elementelor de execuţie hidraulice reprezintă o metodă modernă de stabilizare care oferă avantaje tehnice evidente în raport cu alte mijloace de stabilizare şi permite implementarea cu echipamente hidromecanice realizate cu o tehnologie mult mai accesibilă decît aceea implicată de utilizarea reacţiei dinamice de presiune.

Optimizarea circuitelor de corecţie funcţională a elementelor de execuţie hidraulice se face folosind simularea analogică sau numerică pentru fiecare tip de aplicaţie în parte, deoarece comportarea dinamică a subsistemului de putere din cadrul unui sistem hidraulic este influenţată de caracteristicile sarcinii care diferă de la o aplicaţie la alta.

Metoda de stabilizare prezentată pentru motoarele hidraulice cu mişcare de translaţie se aplică întocmai şi motoarelor hidraulice rotative.

BIBLIOGRAFIE

1. *S. Florea, I. Catană*, Buletinul I. P. B., nr. 2, 1979.
2. *I. Catană*, Contribuţii la analiza stabilităţii şi la sinteza sistemelor electrohidraulice pentru procese rapide, Teză de doctorat, 1978.
3. *M. Guillon* Hydraulic Servosystems, London, 1969.

Breviar de notaţii

Δp_m este căderea de presiune la motorul hidraulic;
A_m — aria pistonului motorului hidraulic;
f — coeficient de frecări viscoase la motor şi sarcină;
M — masa sarcinii;
V_m — volumul cilindrului motorului hidraulic;
Q — debitul la motor;

α — coeficientul de pierderi volumetrice la motor ;
F_0 — forța de frecare la motor și sarcină ;
E — modulul de elasticitate al fluidului de lucru ;
ω_n — pulsația motoarelor hidraulice ;
R_H, g_m, G_m — rezistența și conductante hidraulice ;
K_0 — constanta de elasticitate a resortului ;
a_0 — suprafața de comandă a amplificatorului hidraulic.

About a method regarding the dynamic behaviour improvement of the hydraulic actuators

The paper is dealing with the stabilisation methods for hydraulic actuators by means of hydraulic networks.

Using numerical simulation is presented the improvement of dynamic behavior of such equipment.

This original method offers opportunity of on optimum synthesis from the stability and dynamic performances viewpoint for this kind of problems.

BULETINUL INSTITUTULUI POLITEHNIC „GHEORGHE GHEORGHIU-DEJ"
BUCUREȘTI
SERIA MECANICĂ
Tomul XLI — 1979, Numărul 4

AUTOMATICĂ

C.Z.: 681.511.2

UTILIZAREA TEORIEI JOCURILOR ÎN SINTEZA COMENZILOR OPTIMALE DE SENSIBILITATE REDUSĂ

* ION RUSS

Articolul tratează problema sistemelor optimale liniare cu indice de performanță pătratic supuse variației parametrilor. Utilizînd teoria jocurilor diferențiale se calculează o comandă optimală care limitează deteriorarea valorii indicelui. Sînt prezentate trei exemple numerice care demonstrează eficiența metodei față de comanda obținută prin procedura Riccati clasică, în special în cazul unor deviații mari ale parametrilor.

Introducere

Metoda cea mai uzuală de a descrie comportarea dinamică a proceselor constă în reprezentarea acestora sub forma unor ecuații diferențiale ce constituie, în definitiv, un model matematic al procesului. Abilitatea unei astfel de reprezentări de a prezice în mod corect evoluția procesului real este condiționată, în primul rînd, de către precizia modelului matematic adoptat. Erorile ce apar în model pot fi generate fie de către aproximații (simplificări) nesatisfăcătoare, fie de către abateri ale parametrilor sistemului real față de cei ai modelului. Dacă ecuația diferențială este folosită pentru sinteza unei legi de reglare, comanda obținută va depinde în mod esențial de acești parametri. Problema este deosebit de importantă în cazul sistemelor optimale la care se urmărește determinarea unei comenzi astfel încît să fie minimizată o funcție de cost dată. Dacă sistemul coincide cu modelul atunci, prin metodele clasice de optimizare este posibilă obținerea comenzii dorite; dacă există însă deviații între parametrii procesului și cei ai modelului, atunci legea de comandă determinată pe baza modelului va constitui o soluție neoptimală pentru sistemul real. Desigur că rezolvarea acestei probleme constă în utilizarea unei legi optimal — adaptive care să asigure minimul funcției de cost pentru orice variații ale parametrilor procesului. Din păcate, implementarea unei astfel de comenzi necesită cunoașterea (identificarea) deviației parametrilor ceea ce restrînge considerabil zona ei de aplicabilitate. În acest articol se va prezenta o procedură de sinteză a unei legi de comandă bazată pe teoria jocurilor care conduce la performanțe satisfăcătoare în special în cazul unor deviații importante între sistemul real și modelul său.

Manuscris predat redacției la data de 28 noiembrie 1978
* As. ing. Catedra Automatică II

1. Formularea problemei

Se va considera problema regulatorului liniar optimal în următoarea formulare standard : fie modelul procesului real dat de :

$$\dot{x} = Ax + Bu; \quad x(t_0) = x_0 \tag{1}$$

$$x \in R^n, \quad u \in R^m$$

și indicele de performanță (funcția de cost) de tip integral-pătratic :

$$J = \frac{1}{2} x^T(T)\, Mx(T) + \frac{1}{2} \int_{t_0}^{T} (x^T Q x + u^T\, Ru)\, dt \tag{2}$$

unde M și Q sînt matrici semipozitiv definite, R este matrice pozitiv definită, iar timpul final T este fixat.

Comanda optimală — în sensul minimizării lui J din (2) este dată de [1] :

$$u^* = - R^{-1}B^T K x \tag{3}$$

unde $K(t)$ este soluția unică a ecuației Riccati :

$$\dot{K} + KA + A^T K - KBR^{-1}B^T K + Q = 0; \; K(T) = M \tag{4}$$

Utilizarea comenzii optimale (3) pentru modelul (1) conduce la o valoare minimă a indicelui de performanță (2) dată de :

$$J^*(u^*) = \frac{1}{2} x_0^T\, K(t_0) x_0 \tag{5}$$

Se presupune că sistemul real suferă variații față de modelul considerat (1), fiind reprezentat de :

$$\dot{x} = (A + \Delta A)x + (B + \Delta B)u; \; x(t_0) = x_0 \tag{6}$$

Utilizarea comenzii (3) în cazul sistemului (6) duce la :

$$\dot{x} = (A - BR^{-1}B^T K)x + Ex \tag{7}$$

cu

$$E \triangleq \Delta A - \Delta B R^{-1} B^T K$$

În relația (7), mărimea E reprezintă eroarea dintre sistem și modelul său. Evaluarea indicelui de performanță (2) de-a lungul soluției lui (7) conduce, evident, la o valoare suboptimală, întrucît comanda (3), optimală pentru modelul (1), nu mai are aceeași calitate în cazul sistemului

real (6). Folosind o teoremă a lui Mc Clamroch [2] se obține în acest caz pentru funcția de cost valoarea :

$$J(u^*, \Delta A, \Delta B) = \frac{1}{2} x_0^T P(t_0) x_0 > J^*(u^*) \tag{8}$$

unde $P(t)$ este soluția ecuației :

$$\dot{P} + P(A - BR^{-1}B^TK + E) + (A - BR^{-1}B^TK + E)^T P + KBR^{-1}B^TK + Q = 0$$

$$P(T) = M \tag{9}$$

Un sistem cu bune proprietăți din punct de vedere al sensibilității implică sinteza unei legi de comandă — eventual suboptimale — care să limiteze deteriorarea valorii indicelui de performanță datorată erorii E(7). Încercări de rezolvare a acestei probleme prin teoria jocurilor sînt cunoscute în literatură [3—7].

Dorato [3] folosește o strategie de tip min-max conform căreia comanda $u^*(t)$ este construită astfel încît să minimizeze funcția de cost pentru cazul cel mai rău :

$$J(u^*) = \min_u \max_{\Delta A,\, \Delta B} J(u, \Delta A, \Delta B) \tag{10}$$

Rohrer [4] construiește o măsură a sensibilității indicelui de performanță de forma :

$$S(u, \Delta A, \Delta B) = \frac{\Delta J(u, \Delta A, \Delta B) - J^*(u^*, \Delta A, \Delta B)}{J^*(u^*, \Delta A, \Delta B)} \tag{11}$$

unde $J(u, \Delta A, \Delta B)$ reprezintă valoarea actuală a indicelui de performanță și $J^*(u^*, \Delta A, \Delta B)$ reprezintă valoarea lui minimă, iar comanda $u^*(t)$ rezultă tot dintr-o procedură min-max și anume :

$$S(u^*, \Delta A, \Delta B) = \min_u \max_{\Delta A, \Delta B} S(u, \Delta A, \Delta B) \tag{12}$$

Pentru a evita dificultatea inerentă procedurilor min-max — aceea de a găsi un punct șa, demonstrînd apoi că acesta reprezintă o soluție globală — Salmon [5] introduce un algoritm ce permite aflarea soluției globale indiferent de prezența sau absența punctelor șa, algoritm compatibil atît cu indicele (10) cît și cu (11). În sfîrșit, Sarma [6, 7] discută dificultățile și dezavantajele ce pot apare în rezolvarea problemei comenzii optimale prin teoria jocurilor.

2. Procedură de sinteză a legii de comandă

Varianta I

Fie sistemul (6) reprezentat sub forma :

$$\dot{x} = Ax + Bu + v;\ x(t_0) = x_0 \tag{13}$$

unde $v \triangleq \Delta A x + \Delta B u$.

Vectorul v ce reprezintă eroarea dintre sistemul real și modelul său poate fi considerat ca o perturbație ce provoacă deteriorarea indicelui de performanță (2). Atunci, din punct de vedere al teoriei jocurilor, problema sensibilității poate fi formulată ca un joc în care legea de comandă (ce minimizează funcția de cost) este antagonistă cu perturbația $v(t)$ care, utilizînd energie minimă urmărește maximizarea funcției de cost. Adoptînd această interpretare se poate formula următoarea problemă : pentru sistemul :

$$\dot{x} = Ax + Bu_1 + v\,; \quad x(t_0) = x_0 \tag{14}$$

și funcția de cost :

$$J_1(u_1, v) = \frac{1}{2} x^T(T) M x(T) + \frac{1}{2} \int_{t_0}^{T} (x^T Q_x + u_1^T R u_1 - v^T S v) dt \tag{15}$$

să se găsească mărimile $u_1^*(t)$ și $v^*(t)$ optimale în sensul că pentru orice $u_1(t)$ și $v(t)$ există relația :

$$J_1(u_1^*, v) \leqslant J_1(u_1^*, v^*) \leqslant J_1(u_1, v^*) \tag{16}$$

adică să se găsească un punct-șa al lui $J_1(u_1, v)$ dacă acesta există.

În relația (15) S este o matrice pozitiv definită iar prezența termenului $v^T S v$ implică minimizarea energiei „consumate" de către perturbația v. Într-o formă similară cu aceea a regulatorului liniar, soluția optimală pentru problema astfel formulată este [8] :

$$u_1^* = -R^{-1} B^T K_1 x \tag{17}$$

$$v^* = S^{-1} K_1 x$$

unde $K_1(t)$ este soluția ecuației Riccati :

$$\dot{K}_1 + K_1 A + A^T K_1 - K_1 (B R^{-1} B^T - S^{-1}) K_1 + Q = 0\,; \; K_1(T) = M \tag{18}$$

Utilizarea comenzii (17) în sistemul real (6) conduce la :

$$\dot{x} = (A - B R^{-1} B^T K_1 + E_1) x\,; \; x(t_0) = x_0 \tag{19}$$

cu $E_1 \triangleq \Delta A - \Delta B R^{-1} B^T K_1$
iar valoarea minimă a funcției de cost (15) este dată de :

$$J_1^*(u^*, v^*) = \frac{1}{2} x_0^T K_1(t_0) x_0 \tag{20}$$

În acest caz este interesant de evaluat și valoarea indicelui de performanță original (2). Folosind o demonstrație asemănătoare cu aceea a lui Mc Clamroch [2] se obține imediat :

Teorema 1 : dacă se folosește legea de comandă (17) pentru sistemul real (13), valoarea indicelui de performanță (2) este dată de

$$J^*(u^*_1) = \frac{1}{2} x_0^T P_1(t_0) x_0 \tag{21}$$

unde matricea $P_1(t)$ este soluţia ecuaţiei :

$$\dot{P}_1 + P_1(A - BR^{-1}B^TK_1 + E_1) + (A - BR^{-1}B^TK_1 + E_1)^T P_1 + K_1BR^{-1}B^TK_1Q = 0 \quad (22)$$

$$P_1(T) = M$$

În sfîrşit, în ceea ce priveşte condiţia (16) trebuie făcută următoarea observaţie : condiţia necesară şi suficientă pentru existenţa şi unicitatea punctului-şa (u_1^*, v^*) este ca matricea $K_1(t)$ să existe pentru toţi $t \in [t_0, T]$. Însă, spre deosebire de regulatorul liniar optimal, existenţa soluţiei ecuaţiei Riccati (18) nu este întotdeauna asigurată, problemă ce este examinată în detaliu în [8].

Varianta II

În această variantă se ia în consideraţie comanda optimală nominală (3) căreia i se aplică o corecţie :

$$u_2 = u^* + \Delta u \quad (23)$$

u_2 fiind lege de comandă pentru sistemul :

$$\dot{x} = Ax + B(u^* + \Delta u) + wx(t_0) = x_0 \quad (24)$$

cu

$$w \triangleq \Delta Ax + \Delta Bu_2$$

Determinarea corecţiei Δu se face, principial, ca în varianta I considerîndu-se un joc diferenţial în care cei doi parteneri sînt Δu şi perturbaţia w. Atunci, problema de optimizare se formulează astfel : pentru sistemul :

$$\dot{x} = Dx + \Delta Bu + w; \quad x(t_0) = x_0 \quad (25)$$

$$D \triangleq A - BR^{-1}B^TK$$

şi funcţia de cost :

$$J_2(\Delta u, w) = \frac{1}{2}x^T(T)Mx(T) + \frac{1}{2}\int_{t_0}^{T}(x^TQx + \Delta u^TR\,\Delta u - w^TSw)dt \quad (26)$$

să se găsească $\Delta u^*(t)$ şi $w^*(t)$ care sînt optimale în sensul că pentru orice $\Delta u(t)$ şi $w(t)$ există relaţia :

$$J_2(\Delta u^*, w) \leqslant J_2(\Delta u^*, w^*) \leqslant J_2(\Delta u, w^*) \quad (27)$$

adică să se găsească un punct-şa al lui $J_2(\Delta u, w)$ dacă acesta există.

Analog ca în varianta I, soluţia optimală se obţine sub forma :

$$\Delta u^* = -R^{-1}B^TK_2x \quad (28)$$

$$w^* = S^{-1}K_2x$$

unde $K_2(t)$ este soluția ecuației Riccati :

$$\dot{K}_2 + K_2D + D^TK_2 - K_2(BR^{-1}B^T - S^{-1})K_2 + Q = 0\,;\; K_2(T) = M \quad (29)$$

Ținînd seama de (28) și (3) legea de comandă (23) devine :

$$u_2^* = -R^{-1}B^T(K + K_2)x \quad (30)$$

iar sistemul real (24) capătă forma :

$$\dot{x} = (D - BR^{-1}B^TK_2 + E_2)x\,;\; x(t_0) = x_0 \quad (31)$$

unde

$$E_2 \triangleq \Delta A - \Delta BR^{-1}B^T(K + K_2)$$

Ca și în varianta I, ceea ce interesează în definitiv este valoarea funcției de cost originale (2). Folosind aceeași procedură ca în [2] se poate demonstra :

Teorema 2 : dacă se folosește legea de comandă (30) pentru sistemul real (24), valoarea indicelui de performanță (2) este dată de :

$$J^*(u_2^*) = \frac{1}{2}x_0^TP_2(t_0)x_0$$

unde matricea $P_2(t)$ este soluția ecuației :

$$\dot{P}_2 + P_2(D - BR^{-1}B^TK_2 + E_2) + (D - BR^{-1}B^TK_2 + E_2)^T P_2 + \\ + (K + K_2)\,BR^{-1}B^T(K + K_2) + Q = 0\,;\quad P_2(T) = M \quad (33)$$

3. Evaluarea deteriorării indicelui de performanță

Analizînd procedurile prezentate anterior este evident că comenzile u_1^* (din (17)) și u_2^* (din (30)) reprezintă soluții suboptimale în raport cu indicele de performanță (2). Pentru aprecierea gradului lor de suboptimalitate se va utiliza noțiunea de ρ-sensibilitate [2]. Fie $J^*(u^*)$ valoarea optimală nominală a indicelui de performanță (dată în (S)) și $J^*(\bar{u})$ valoarea funcției de cost atunci cînd se folosește o comandă suboptimală $\bar{u}$.

Definiție : se spune că sistemul ce folosește comanda $\bar{u}$ este ρ-sensibil dacă este satisfăcută inegalitatea :

$$J^*(\bar{u}) \leqslant \rho J^*(u^*)\,;\quad \rho \geqslant 1 \quad (34)$$

Această definiție este deosebit de utilă întrucît permite aprecierea deteriorării indicelui de performanță prin intermediul scalarului ρ. După cum s-a arătat, comanda u^* (3) aplicată sistemului (6) reprezintă o soluție neoptimală. Pentru compararea indicelui de performanță (8) cu valoarea lui optimală (5) este util următorul rezultat :

Teorema 3 [2] : condiția suficientă pentru ca sistemul (6) cu comanda (3) să fie ρ-sensibil, adică $J(u^*, \Delta A, \Delta B) \leqslant \rho J^*(u^*)$ este

$$(\rho - 1)(Q + KBR^{-1}B^TK) - \rho(E^TK + KE) \geqslant 0 \text{ pentru toți } t \in [t_0, T \tag{35}$$

unde E are expresia dată în (7).

Relația (35) poate fi utilizată fie pentru determinarea scalarului ρ, fie pentru determinarea erorii maxime admisibile E pentru un ρ dat. Utilizînd condițiile generale pentru ρ-sensibilitate date în [9, 10] și metodologia din [2] se obțin imediat următoarele rezultate :

Teorema 4 : condiția suficientă pentru ca sistemul (6) cu comanda u_1^* (17) să fie ρ-sensibil, adică $J^*(u_1^*) \leqslant \rho J^*(u^*)$ este :

$$(\rho - 1)(Q + K_1BR^{-1}B^TK_1) - \rho(K_1 - K)BR^{-1}B^T(K_1 - K) - \\ - \rho(E_1^TK + KE_1) \geqslant 0 \tag{36}$$

pentru toți $t \in [t_0, T]$
unde E_1 este dată în (19).

Teorema 5 : condiția suficientă pentru ca sistemul (6) cu comanda u_2^* (30) să fie ρ-sensibil, adică $J^*(u_2^*) \leqslant \rho J^*(u^*)$ este :

$$(\rho - 1)(Q + (K + K_2)BR^{-1}B^T(K + K_2)) - \rho(E_2^TK + KE_2 + \\ + K_2BR^{-1}B^TK_2) \geqslant 0 \tag{37}$$
$$\text{pentru toți } t \in [t_0, T]$$

unde E_2 este cea dată în (31).

Rezultatele (35—37) sînt deosebit de utile pentru compararea diferitelor structuri ale comenzii după cum se va vedea din exemplele următoare.

4. Aplicații numerice

Exemplul 1

Se consideră sistemul scalar :

$$\dot{x} = ax + u\,; \quad x(0) = 1$$

și indicele de performanță :

$$J = \frac{1}{2}\int_0^\infty (x^2 + u^2)\,dt$$

minimizat de o lege de comandă avînd structura :

$$u = -kx$$

Parametrul a variază în gama $[0, -2]$, avînd valoarea nominală $a^* = -1$. Din formalismul Riccati rezultă comanda optimală nominală $k = 0{,}414214$. Aplicînd metoda prezentată în cap. 3 și considerînd $S = 1$ se obține $k_1 = 0{,}5$ pentru varianta I și $k_2 = 0{,}353553$ pentru varianta II. Pentru comparație s-au aplicat și procedurile de sinteză ale lui Dorato [3] și Rohver [4], rezultatele fiind $k = 1$ respectiv $k = 0{,}6171875$. Folosind teoremele 1, 2 și relațiile (8) și (9) s-au calculat valorile indicelui de performanță pentru diferite deviații ale parametrului a, rezultatele fiind prezentate în tabelul 1. În ultima coloană a tabelului sînt prezentate valorile minime ale indicelui pentru fiecare valoare a parametrului.

Din analiza rezultatelor obținute se pot formula următoarele observații :

Tabelul 1

Valoarea parametrilor a	Valoarea indicelui de performanță					
	Comanda optimală nominală $k = 0{,}414214$	Varianta I $k_1 = 0{,}5$	Varianta II $k_2 = 0{,}353553$	Dorato $k = 1$	Rohrer $k = 0{,}6171875$	Valoarea minimă J
0	0,7071068	0,625	0,5175612	0,5	0,5593601	0,5
−0,5	0,320377	0,3125	0,312438	0,3333333	0,309017	0,309017
−0,75	0,251580	0,25	0,2618099	0,2857142	0,2525111	0,25
−0,9	0,222866	0,2232142	0,2382625	0,2631578	0,227546	0,2226811
−1	0,2071068	0,2083333	0,2247844	0,25	0,2134755	0,2071068
−1,1	0,193429	0,1953125	0,2127494	0,2380952	0,2010438	0,1933034
−1,25	0,175995	0,1785714	0,1969337	0,2222222	0,184893	0,1753905
−1,5	0,153009	0,15625	0,1752236	0,2	0,1630222	0,1513878
−1	0,1211320	0,125	0,14335693	0,1666666	0,1319087	0,118034

(i) procedura Dorato este superioară celorlalte metode numai pentru valoarea $a = 0$, caz în care conduce la o valoare a indicelui egală cu valoarea lui minimă. Aceasta deoarece metoda asigură minimizarea funcției de cost numai pentru cazul cel mai rău (10).

(ii) procedura Rohrer conduce la valoarea minimă a indicelui numai pentru cazul $a = -0{,}5$, în rest fiind inferioară comenzii obținute în varianta I.

(iii) comenzile construite conform procedurii propuse în lucrare sînt superioare comenzii optimale nominale pentru cazul cînd variația lui a conduce sistemul către instabilitate. Pentru cazul cînd $a < -1$ (sistem mai stabil), superioară se dovedește a fi soluția obținută prin formalismul Riccati (coloana 1).

Compararea eficienței celor 2 proceduri propuse se face utilizînd teoremele 3—5. Rezultatele obținute sînt sintetizate în tabelul 2. În ultima coloană a tabelului sînt enumerate comenzile în ordinea eficienței lor din punct de vedere al ρ-sensibilității : o comandă se consideră mai eficientă decît alta dacă utilizarea ei conduce la o deteriorare mai mică a valorii indicelui de performanță adică, ținînd seama de (34), conduce la o valoare mai mică pentru scalarul ρ.

Tabelul 2

Valoarea parametrului a	Abaterea relativă $\frac{\Delta a}{a}$ [%]	Legile de comandă din punct de vedere al ϱ-sensibilității
$-1 \leqslant a \leqslant -0{,}867$	$0 \leqslant \Delta a \leqslant 13{,}2$	Comanda optimală nominală varianta I varianta II
$-0{,}867 < a \leqslant -0{,}577$	$13{,}2 < \Delta a \leqslant 42{,}3$	Varianta I Comanda optimală nominală varianta II
$-0{,}577 < a \leqslant -0{,}574$	$42{,}3 < \Delta a \leqslant 42{,}5$	varianta I varianta II comanda optimală nominală
$-0{,}574 < a$	$42{,}5 < \Delta a$	Varianta II varianta I Comanda optimală nominală

Exemplul 2

Se consideră sistemul scalar

$$\dot{x} = ax + bu\,;\; x(0) = 1$$

și indicele de performanță :

$$J = \frac{1}{2}\int_0^\infty (5x^2 + 10u^2)\,dt$$

Parametrul a variază în gama $[-0{,}1\,;\,-2]$ avînd valoarea nominală $a^* = -1$, iar $b \in [0{,}1\,;\,2]$ cu $b^* = 1$.

Se determină comanda optimală nominală obținîndu-se $k = 2{,}247448$ În ceea ce privește comenzile (17) și (30), acestea se determină pentru 2 cazuri : $S = 20$ și $S = 50$. Valorile indicelui de performanță cînd se folosesc aceste comenzi, precum și valorile lui minime sînt prezentate în tabelul 3.

Se observă că rezultatele obținute pentru cazul $S = 20$ sînt superioare celor ce se obțin în cazul cînd $S = 50$. Se remarcă de asemenea că observația (iii) de la exemplul 1 privind domeniul de variație al parametrilor în care comenzile propuse sînt mai eficiente decît comanda optimală nominală este valabilă și în acest caz.

Tabelul 3

Valoarea parametrilor		Valoarea indicelui de performanță					
		Comanda nominală	$s = 20$		$s = 50$		Valoarea minimă
a	b	$k = 2{,}247448$	Varianta I $k_1 = 2{,}360679$	Varianta II $k_2 = 1{,}962615$	Varianta I $k_1 = 2{,}290199$	Varianta II $k_2 = 1{,}920750$	J
−0,1	0,1	12,237593	12,225331	12,037523	12,232953	12,041519	11,237242
−0,5	0,5	2,3042081	2,2983732	2,2482857	2,3019638	2,248552	2,2474482
−0,75	0,75	1,5073031	1,5047401	1,5192826	1,5062829	1,5179064	1,4982988
−0,9	0,9	1,249749	1,2489273	1,2964562	1,2492812	1,2942696	1,2485819
−1	1	1,1237234	1,1239835	1,1914895	1,1237608	1,188822	1,1237234
−1,1	1,1	1,0224878	1,0237687	1,1098224	1,022908	1,1067134	1,0215666
−1,25	1,25	0,9039074	0,90662	1,0181059	0,904866	1,0144035	0,898979
−1,50	1,50	0,7648892	0,7697448	0,9181711	0,7666525	0,9136259	0,7491494
−2	2	0,6054207	0,6138283	0,8204234	0,6085225	0,8146037	0,5618617

Exemplul 3

Se consideră sistemul reprezentat de

$$\dot{x} = Ax + Bu; \qquad x(0) = \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix}$$

și indicile de performanță:

$$J = \frac{1}{2} \int_0^\infty (x^T Q x + u^T R u)\, dt$$

unde

$$A = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ a_1 & a_2 \end{bmatrix}; \quad B = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix}, \; Q, \; R \text{ și } S \text{ sînt matrici unitare.}$$

Parametrii a_1 și a_2 au valorile nominale -1, respectiv -2 și ca și în cazurile precedente se consideră variații ale lor de $\pm 100\%$. Rezultatele obținute pentru acest exemplu sînt prezentate în tabelul 4.

Tabelul 4

Valoarea parametrilor		Valoarea indicelui de performanță		
		Comanda nominală $k = \begin{bmatrix} 0{,}8057917 & 0{,}1621968 \\ 0{,}1621968 & 0{,}3017573 \end{bmatrix}$	Varianta I $k_1 = \begin{bmatrix} 1{,}5 & 0{,}5 \\ 0{,}5 & 0{,}5 \end{bmatrix}$	Varianta II $k_2 = \begin{bmatrix} 0{,}5391226 & 0{,}0564275 \\ 0{,}0564278 & 0{,}2377639 \end{bmatrix}$
a_1	a_2			
0	0	1,5291013	0,90625	0,9222811
−0,25	−0,50	0,5101207	0,4566666	0,4394071
−0,50	−1	0,2911391	0,2992424	0,2817366
−0,75	−1,5	0,1998929	0,2204433	0,2050994
−1	−2	0,1508784	0,1736111	0,1603146
−1,25	−2,5	0,1206175	0,1427648	0,131144
−1,50	−3	0,1002048	0,121	0,1107249
−1,75	−3,5	0,0811024	0,1048644	0,0956777
−2	−4	0,0745773	0,0924479	0,0841532

Concluzii

În lucrare este abordată problema sistemelor optimale liniare cu variații ale parametrilor. Este prezentată o procedură de sinteză a unor legi de comandă cu sensibilitate redusă bazată pe teoria jocurilor. Pentru compararea rezultatelor cu soluția obținută din formalismul Riccati a fost utilizată noțiunea de ρ-sensibilitate. Cîteva aplicații numerice simple prezintă avantajele acestor legi de comandă în situația cînd parametrii sistemului suferă deviații importante.

BIBLIOGRAFIE

1. *Athans M., Falb P.L.*, Optimal control, Mc. Graw Hill Inc., N.Y., 1966.
2. *Mc Clamroch N.H.*, IEEE Trans. Aut. Control, val. AC—14, nr. 3, pp. 282—285, 1969.
3. *Dorato P., Kesterbaum A.*, IEEE Trans, Aut. Control. vol. AC—12, no. 1, pp. 85—87. 1967.
4. *Rohrer R.A., Sobral M.*, IEEE Trans. Aut. Control, vol. AC—10, no. 1, p. 43—48, 1965.
5. *Salmon D.M.*, IEEE Trans. Aut. Control, vol. AC—13, no. 4, pp. 369—376, 1968.
6. *Sarma G.I., Ragade R.K.*, Some considerations in formulating optimal control probleme as differential games, Int. J. Control, vol. 4, no. 3, pp. 265—279, 1966.
7. *Ragade R.K., Sarma G.I.*. IEEE Trans. Aut. Control. vol. AC—12, no. 4, pp. 395—401, 1967.
8. *Rohdes I.B., Luenberger D.G.*, IEEE Trans. Aut. Control, vol. AC—14, no. 1, pp. 29—38, 1969.
9. *Rissanen I.*, IEEE Trans., Aut Control, vol. AC—11, no. 3, pp. 530—532, 1966.
10. *Mc Clamroch N.H.*, IEEE Trans. Aut. Control, vol. AC—12, no. 2, pp. 209—210, 1967.
11. *Sawaragi Y., Ogino K.*, Proc. III IFAC Symp. on Sensitivity, Adaptivity and Optimality, pp. 394—399, 1973.

Application of Game Theory for Synthesis of Reduced-Sentitivity Optimal Control.

The paper deals with libear optimal systems with quadratic performance index, subject to parameter variations. The optimal control computed — by use of differential games — limits the index value deterioration. Three numerical examples are worked out, which prove the method efficiency over the control obtained by classical Riccati procedure, especially for large parameter deviations.

BULETINUL INSTITUTULUI POLITEHNIC „GHEORGHE GHEORGHIU-DEJ"
BUCUREȘTI
SERIA ELECTROTEHNICĂ
Tomul XLI — 1979, Numărul 4

CALCULATOARE

C.Z.: 681.3.041

SISTEME DE PROGRAMARE EXTENSIBILE – PROIECTUL „GT"

CRISTIAN GIUMALE*

Se prezintă structura și strategia de implementare a unui sistem extensibil destinat echipamentelor de calcul de putere mică. Problemele discutate se bazează pe experiența cîștigată în urma utilizării unui sistem extensibil existent pe FELIX C–256.

Introducere

După cum s-a remarcat în (1), resursele implicate de utilizarea unui sistem extensibil, în general, sînt importante comparativ cu cele oferite de echipamentele de calcul populare, cum ar fi microcalculatoarele sau terminalele inteligente. O reducere considerabilă a acestor resurse poate fi obținută prin utilizarea în formă pură a tehnicii de macroprelucrare, un sistem extensibil astfel construit fiind prezentat în (2). Experiența acumulată în urma utilizării acestui sistem (3) a condus la rafinarea filozofiei sale de implementare pentru a o face aplicabilă în contextul unor resurse minime. În afară de acest avantaj, proiectul GT (Generator de Translatoare), prezentat în cele ce urmează, tinde să evite deficiențele sistemului SPGF.

1. Privire critică asupra sistemului SPGF

Așa cum s-a discutat în (2), expansiunea SPGF se realizează prin introducerea de noi macrodefiniții ce pot reprezenta instrucțiuni, declarații sau directive. Expansiunea se bazează pe macrodefinițiile existente la un moment dat în sistem. Extensibilitatea totală este asigurată prin posibilitatea utilizării imediate a unui nou element introdus, la programarea altui element. În acest scop, corpul macrodefinițiilor care reprezintă instrucțiuni executabile conține cod mașină (în cazul de față, cod FELIX C–256). Extensia continuă a sistemului este facilitată prin tehnica de activare a instrucțiunilor întîrziate, care face posibilă definirea oricărei instrucțiuni pe baza unor lanțuri de activare întîrziată a altor instrucțiuni. Acest mecanism impune ca generarea unui limbaj L_i să fie asistată în totalitate de elementele rezultate în urma generării limbajelor L_{i-1}, L_{i-2}, ..., L_1, L_0, indiferent dacă L_i utilizează exclusiv elementele lui L_{i-1}.

Manuscris predat redacției la data de 15 septembrie 1978
* Șef lucrări dr. ing. Catedra de calculatoare

În mod normal, ar trebui ca în memoria mașinii suport să fie prezente numai submulțimile utile L^i_{i-1}, L^i_{i-2}, ..., L^i_1, L^i_0, necesare definirii lui L_i (vezi figura 1). Selectarea și compactarea sub forma unei versiuni SPGF a elementelor utile, necesare unei anumite etape de expansiune, este practic imposibilă datorită prezenței codului mașină în cadrul corpului macrodefinițiilor.

În concluzie, pe parcursul procesului de expansiune au loc următoarele fenomene neplăcute :

a) orice versiune conține, cel puțin potențial, elemente pasive, inutile, al căror număr crește pe măsură ce versiunea este mai depărtată de nucleu ;

b) procesul de saturare a memoriei mașinii suport este rapid ;

c) viteza de prelucrare scade în mod nejustificat, prin creșterea timpului de identificare a unui apel de macrodefiniție, în contextul unor variante imposibile (macrodefiniții inutile).

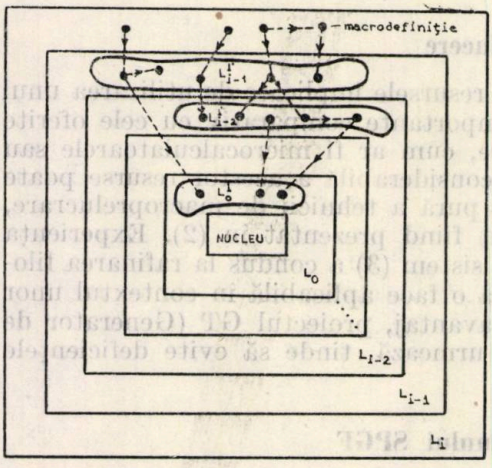


Figura 1 Degenerarea procesului de expansiune a sistemului SPGF

Un factor restrictiv al utilizării SPGF este constituit de incompatibilitatea relativă a programelor rezultate în raport cu sistemul de programare a mașinii suport. De exemplu, deși posibil, este destul de dificil de a integra cod generat prin SPGF unor programe scrise în limbaje standard sau viceversa, lucru care în multe aplicații se dovedește util. Astfel, în cadrul unui simulator scris în FORTRAN, datele corespunzătoare descrierii modelului, obținute în urma translatării sub SPGF, au fost încărcate cu concursul unor proceduri ASSIRIS, capabile să extragă informație din zonele de lucru SPGF. În cazul încărcării de cod executabil procesul este și mai complicat datorită necesității de a asigura protecția mutuală între resursele folosite de către codul standard și codul generat prin SPGF.

O altă deficiență a SPGF-ului se manifestă în cazul prelucrării textelor. Deși posibilă, identificarea de subșiruri, generarea de șiruri de caractere etc. este nenaturală și greoaie.

Defectele prezentate, care, în ultimă instanță, afectează sfera de aplicație a sistemului, provin în principal din filozofia generală de construcție a sistemului sub formă de stat în stat. În (3) s-a remarcat că sistemul poate să asigure suportul de asistență necesar execuției programelor generate, uneori duplicînd funcții similare ale sistemului de programare a mașinii suport.

2. Proiectul GT

Proiectul GT a luat ființă în cadrul elaborării terminalului inteligent TELEROM—P, echipament de calcul popular, destinat unor domenii foarte variate de aplicație. În această situație, înzestrarea terminalului cu un sistem software, care să permită dezvoltarea facilă a unor programe reprezentative domeniului de aplicație, devine absolut necesară. Dotarea terminalului cu un sistem extensibil (GT) reprezintă o soluție posibilă. Spre deosebire de SPGF, sistemul GT va fi astfel realizat încît :

a) codul generat să fie compatibil în raport cu sistemul de programare a terminalului ;

b) procesul de expansiune să nu degenereze, cu alte cuvinte, o nouă versiune va trebui să conțină numai elemente utile ;

c) gradul de portabilitate a sistemului să fie cît mai ridicat.

Cerințele (a) și (b) impun asigurarea posibilității de creare a unei noi versiuni prin compactarea selectivă a elementelor existente la un moment dat în sistem. Proprietatea (c) va fi asigurată prin simplificarea extremă a nucleului sistemului și prin renunțarea la cod mașină ca produs imediat al procesului de macroexpansiune.

Se observă că, spre deosebire de o versiune SPGF, care constituie rezultatul unei etape de expansiune a sistemului, o versiune GT reprezintă suportul, format în mod selectiv, pe baza căruia se definesc elementele noi. Independența relativă a elementelor existente la un moment dat în sistem, necesară realizării acestei selectivități, presupune fie renunțarea la folosirea codului mașină ca text de înlocuire, generat de macrodefinițiile ce implementează diversele elemente, fie asigurarea unui cod total compatibil cu cel generat în cadrul sistemului de programare a terminalului. Prima variantă este atractivă, mai ales datorită simplității și avantajelor realizate. Renunțarea la generarea imediată de cod mașină presupune adoptarea soluției clasice de generare de text, text ce poate reprezenta cod simbolic, apt de a fi tratat de către un translator standard integrat sistemului de programare a terminalului. S-ar putea, deci, considera că GT nu este altceva decît un macroprocesor de texte gen STAGE 2. În realitate, extensibilitatea totală a sistemului, anume posibilitatea utilizării rezultatelor unei etape de expansiune ca instrucțiuni de programare a unor noi elemente, în sensul adoptat în (1), deci, în ultimă instanță, lărgirea bagajului instrucțiunilor mașinii de bază, presupune o structură aparte a sistemului GT.

3. Structura sistemului GT

Spre deosebire de SPGF, GT nu este un simplu macroprocesor, ci un veritabil sistem a cărui funcționare este conformă tehnicii de macroprelucrare. Structura generală a GT este ilustrată în figura 2. Crearea unei noi versiuni utile, ce poate reprezenta translatorul unui limbaj de programare, se face în două etape.

Etapa 1, numită etapă de generare, constă în descrierea separată a sintaxei noilor elemente introduse și a rutinelor semantice care generează structurile de date corespunzătoare acestor elemente. Se observă că această

primă etapă introduce, în ansamblu, macrodefiniții. Descrierea sintactică specifică forma liniilor sursă ce reprezintă apeluri de macrodefiniții, iar rutinele semantice constituie corpurile macrodefinițiilor. Descrierea sintactică este tratată de un translator S care produce cod intermediar corespunzător tabelelor de sintaxă parcurse, la utilizare, de către o rutină de explorare sintactică (SCANNER).

Descrierea semantică este prelucrată prin intermediul unei versiuni de lucru alipite la nucleul sistemului GT. Rezultatul este cod intermediar, eventual linii în limbajul de asamblare al mașinii suport. Formele intermediare rezultate în urma etapei de generare sînt păstrate pe un suport de informație extern (casetă magnetică, minidisc etc.) sub formă de fișiere standard, tratabile sub sistemul de programare a mașinii suport (terminalul inteligent). Spre deosebire de SPGF, rezultatul fazei de generare nu reprezintă o nouă versiune, ci noi elemente care nu pot fi utilizate imediat.

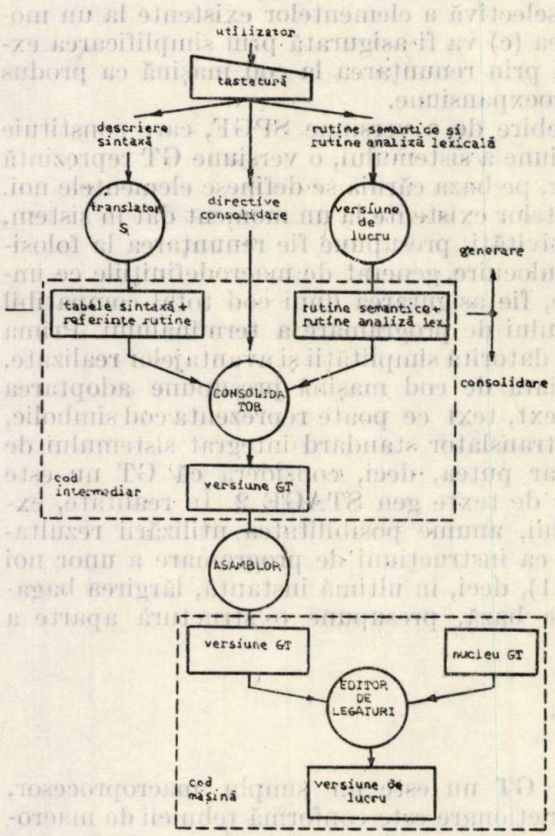


Figura 2 Structura sistemului GT

Pentru a forma o nouă versiune GT, pe baza noilor elemente sau a celor deja existente, este necesară o fază suplimentară, de consolidare. În această fază, pe baza directivelor utilizatorului, sînt selectate și compactate descrieri de sintaxă și proceduri semantice. Rezultatul este sub formă de cod intermediar care, prezentat unui translator, produce cod mașină. Ca rezultat al fazei de consolidare se obține o nouă versiune de lucru GT. De remarcat că această versiune nu include rutine utilitare și nici nucleul sistemului GT. Aceste elemente sînt necesare numai atunci cînd versiunea se folosește ca bază pentru o nouă fază de generare. Versiunea de lucru poate însă reprezenta chiar produsul unui proces de translatare realizat pe baza unei alte versiuni de lucru (un translator). În acest caz, rutinele utilitare și nucleul GT nu sînt indispensabile execuției programului tralnslatat.

După cum se observă, sistemul GT este distribuit, mașina de bază fiind formată din translatorul S și nucleul GT, format la rîndul său din MASTER, SCANNER și o serie de rutine utilitare pentru operațiile de

I/E primitive. Consolidatorul este necesar expansiunii mașinii de bază, iar ASAMBLOR-ul și EDITOR-ul DE LEGĂTURI sînt module ale sistemului de programare a mașinii suport.

4. Structura nucleului GT

Nucleul sistemului GT are o structură asemănătoare nucleului SPGF, cu deosebirea unei simplități mai pronunțate. Modulul de bază rămîne MASTER-ul care are drept scop activarea procedurilor semantice în funcție de forma liniei sursă curent prelucrate, formă cercetată cu ajutorul SCANNER-ului. În nucleu este rezervat spațiul afectat variabilelor globale, utilizate pentru transferul datelor între rutine generate independent. În plus, nucleul GT conține o unică macrodefiniție primitivă necesară procesului de expansiune, anume : macrodefiniția pentru generare de texte. Instrucțiuni de tipul ASSIGN, SET, instrucțiuni de calcul, declarații de variabile statice, globale sau dinamice, care în SPGF sînt primitive, vor fi generate în GT plecînd de la nucleu. Deoarece această etapă inițială de expansiune este dificilă, utilizatorul va fi înzestrat cu o bibliotecă de elemente necesare unei programări comode. Pe baza acestei biblioteci se vor putea construi versiuni de lucru primare. În sfîrșit, spre deosebire de SPGF, SCANNER-ul va fi capabil să recunoască linii sursă cu parametri șiruri de caractere, lucru esențial, dată fiind operația primitivă din GT : generare de texte.

Concluzii

Etapizarea procesului de expansiune constituie caracteristica fundamentală a GT, în urma căreia se obțin principalele beneficii. Astfel, în momentul generării unor noi elemente, definițiile sintactice ale acestora și aparatul pentru prelucrarea lor (translatorul S) nu sînt prezente în memoria mașinii suport, făcîndu-se economie de spațiu. De asemenea, la utilizarea unei versiuni de lucru, modulele de prelucrare a definițiilor sintactice nu sînt necesare.

Etapizarea expansiunii face posibilă separarea șabloanelor de sintaxă în raport cu corpul macrodefinițiiior, lucru foarte util pentru a salva spațiu de memorie. Într-adevăr, la utilizarea unei versiuni, instrucțiunile întîrziate referă exclusiv corpul microdefinițiilor și nicidecum șabloanele de sintaxă asociate acestora. În GT este posibil ca, în faza de consolidare, să ne dispensăm de șabloanele de sintaxă inutile. În sfîrșit, etapizarea face posibilă generarea de cod intermediar, cheia compatibilității cu sistemul de programare a mașinii suport.

Sistemul GT urmează a fi implementat pe terminalul inteligent TELEROM—P, echipat, în configurație maximă, cu o memorie de 64K octeți. Exploatarea GT va fi asistată de către un sistem rezident ce asigură administrarea la nivel înalt a I/E, un asamblor, un editor de legături și un editor de texte. Sistemul GT va fi utilizat în regim interactiv.

BIBLIOGRAFIE

1. *Giumale, C.A.*: Buletinul IPB, nr. 4, 1978, p. 83
2. *Giumale, C.A.*, Buletinul IPB nr. 1, 1979, p. 87
3. *Giumale, C.A.*: Buletinul IPB nr. 2, 1979, p. 90

Extensible programming systems — The GT project

The general structure and the development phylosophy of an extensible system, suitable to be implemented on small machines, are discussed. The focused problems are based on the experience gained with an existing extensible system.

BULETINUL INSTITUTULUI POLITEHNIC „GHEORGHE GHEORGHIU-DEJ"
BUCUREȘTI
SERIA ELECTROTEHNICĂ
Tomul XLI — 1979, Numărul 4

C.Z.: 681.3.04...4

ELIMINAREA CONFLICTELOR PRIM-PRIM DINTR-O GRAMATICĂ INDEPENDENTĂ DE CONTEXT

EUGENIA KALISZ *

În lucrare sînt prezentate o serie de transformări care pot fi efectuate asupra unei gramatici independente de context, nerecursive la stînga și neambigue, în scopul obținerii unei gramatici LL(1) echivalente. Transformările propuse urmăresc eliminarea conflictelor PRIM-PRIM, a căror definiție este prezentată în lucrare.

Introducere

Analizoarele sintactice pentru limbajele de programare a căror sintaxă este descrisă de gramatici independente de context pot fi implementate simplu și eficient dacă gramaticile respective sînt gramatici LL(1) [1, 2, 3].

În [3] și [4] sînt prezentați algoritmii de verificare a condiției LL(1) pentru gramatici independente de context și de analiză sintactică predictivă deterministă pentru limbaje generate de gramatici LL(1).

În cazul în care o gramatică independentă de context, nerecursivă la stînga și neambiguă, nu este LL(1), asupra ei pot fi efectuate transformări, în scopul obținerii unei gramatici LL(1) echivalente. Aceste transformări vizează eliminarea situațiilor denumite de „conflict", în care același simbol terminal apare în mulțimile de simboli directori pentru două sau mai multe producții diferite ale aceluiași simbol neterminal.

Conflicte PRIM-PRIM

Fie G o gramatică independentă de context, neambiguă și nerecursivă la stînga

$$G = (V_N,\ V_T,\ P,\ S)$$

unde V_N — mulțimea simbolilor neterminali
V_T — mulțimea simbolilor terminali
P — mulțimea producțiilor ; în cele ce urmează o producție de forma $A \to \alpha$, $A \in V_N$, $\alpha \in (V_N\ U\ V_T)^*$, va fi denumită A-producție
S — simbolul de start

Manscris predat redacției la data de 10 februarie 1979
* As. ing. Catedra Calculatoare

Fie A un simbol neterminal și $n \geqslant 2$ — numărul de A-producții.

Se spune că simbolului neterminal A îi este asociat un conflict PRIM-PRIM dacă există :

— un simbol $X \in (V_N \cup V_T)$, denumit element conflict

— m A-producții $(2 \leqslant m \leqslant n)$, denumite producții conflict, și notate $p_{A,i}$ $1 \leqslant i \leqslant m$

astfel încît

$$A \overset{p_{A,i}}{\Rightarrow} \alpha_i \overset{\cdot}{\Rightarrow} X\delta_i^X, \quad \delta_i^X \in (V_N \cup V_T)^*, \; 1 \leqslant i \leqslant m$$

(unde toate derivările sînt derivări stînga)

Forma propozițională $X\delta_i^X$ va fi denumită formă propozițională X-conflict.

În cazul general, unui simbol neterminal îi pot fi asociate mai multe elemente conflict ; în acest caz se spune că simbolului neterminal respectiv îi este asociat un conflict PRIM-PRIM multiplu.

Dacă unui simbol neterminal îi este asociat un conflict PRIM-PRIM atunci mulțimile de simboli directori (definite în [3]) ai producțiilor conflict nu sînt disjuncte ; deci, o gramatică independentă de context G, în care apar conflicte PRIM-PRIM, nu este o gramatică LL(1).

Ipoteză de lucru

În cele ce urmează vom considera satisfăcută următoarea ipoteză de lucru :

— dacă la un moment dat se pune problema eliminării (rezolvării) conflictelor PRIM-PRIM asociate unui simbol neterminal A, atunci ori. care ar fi simbolul neterminal R, astfel încît există o derivare stînga :

$$A \overset{+}{\Rightarrow} R\delta_R, \quad \delta_R \in (V_N \cup V_T)^*$$

atunci simbolului R nu îi sînt asociate conflicte PRIM-PRIM.

Pentru ca această ipoteză să fie satisfăcută, este necesar ca eventualele conflicte PRIM-PRIM asociate simbolului neterminal R să fie rezolvate înainte de a se pune problema rezolvării conflictelor asociate simbolului neterminal A.

Proprietate

Fie : A — un simbol neterminal, pentru care este îndeplinită ipoteza de lucru de mai sus

X — un element conflict asociat neterminalului A

$p_{A,i}$ — o A-producție conflict de forma

$$A \to \alpha_i, \; \alpha_i \overset{+}{\Rightarrow} X\delta_i^X, \; \delta_i^X \in (V_N \cup V_T)^*$$

Forma proporțională $X\delta_i^X$ este unica formă propozițională X-conflict care poate deriva din α_i.

Demonstrație. Să presupunem că mai există încă o formă propozițională X-conflict, $X\beta_i^X$, astfel încît

$$A \overset{p_{A,i}}{\Rightarrow} \alpha_i \overset{+}{\Rightarrow} X\beta_i^X, \quad \gamma\beta_i^X \neq \delta_i^X$$

În acest caz vor exista :
— un simbol neterminal R
— două R-producții distincte, $p_{R,\delta}$ și $p_{R,\beta}$ astfel încît

$$\alpha_i \overset{\cdot}{\Rightarrow} R\delta_R, \quad \delta_R \in (V_N \cup V_T)^*$$

$$\text{și } R\delta_R \overset{p_{R,\delta}}{\Rightarrow} \mu_\delta \overset{\cdot}{\Rightarrow} X\delta_i^X$$

$$R\delta_R \overset{p_{R,\beta}}{\Rightarrow} \mu_\beta \overset{\cdot}{\Rightarrow} X\beta_i^X$$

Dar aceasta înseamnă că simbolului neterminal R îi este asociat un conflict PRIM-PRIM, ceea ce contrazice ipoteza de lucru.

Consecință. Numărul formelor propoziționale X-conflict asociate simbolului neterminal A este egal cu numărul A-producțiilor X-conflict.

Definiții

Fie A un simbol neterminal căruia îi sînt asociate conflicte PRIM-PRIM

$p_{A,i}$, $1 \leqslant i \leqslant m$ — A-producțiile conflict

— mulțimea elementelor conflict asociate simbolului neterminal A este :

$$C_A = \{X \mid X \in (V_N \cup V_T), \exists\, i \neq j,\ 1 \leqslant i, j \leqslant m,\ A \overset{p_{A,i}}{\Rightarrow} \alpha_i \overset{\cdot}{\Rightarrow} X\delta_i^X,$$

$$A \overset{p_{A,j}}{\Rightarrow} \alpha_j \overset{\cdot}{\Rightarrow} X\delta_j^X, \quad \delta_j^X \neq \delta_j^X \in (V_N \cup V_T)^*\}$$

— mulțimea elementelor conflict asociate unei producții conflict $p_{A,i}$ este :

$$C_{A,i} = \{X \mid X \in C_A,\ A \overset{p_{A,i}}{\Rightarrow} \alpha_i \overset{\cdot}{\Rightarrow} X\delta_i^X, \quad \delta_i^X \in (V_N \cup V_T)^*\}$$

— mulțimea formelor propoziționale X-conflict asociate simbolului neterminal A este :

$$F_A^X = \{\gamma \mid \gamma = X\delta^X, \quad A \overset{+}{\Rightarrow} \gamma,\ \delta^X \in (V_N \cup V_T)^*\}$$

— mulțimea formelor propoziționale conflict asociate unei producții conflict $p_{A,i}$ este :

$$F_{A,i} = \{\gamma | \gamma = X\delta_i^X,\ A \overset{p_{A,i}}{\Rightarrow} \alpha_i \overset{\cdot}{\Rightarrow} \gamma,\ X \in C_{A,i},\ \delta_i^X \in (V_N\ U\ V_T)^*\}$$

— un simbol neterminal Z reprezintă un simbol orientat conflict dacă

$$A \overset{+}{\Rightarrow} Z\delta_Z \overset{+}{\Rightarrow} \gamma,\quad \gamma \in \bigcup_{i=1}^{m} F_{A,i},\ \delta_Z \in (V_N\ U\ V_T)^*\}$$

— mulțimea simbolilor orientați X-conflict, asociați unei producții conflict $p_{A,i}$, este :

$$O_{A,i}^X = \{Z \mid Z \in V_N,\ A \overset{p_{A,i}}{\Rightarrow} \alpha_i \overset{\cdot}{\Rightarrow} Z\delta_Z \overset{+}{\Rightarrow} X\delta_i^X,\ \delta_Z,\ \delta_i^X \in (V_N\ U\ V_T)^*\}$$

— mulțimea simbolilor orientați conflict asociați unei producții conflict $p_{A,i}$ este :

$$O_{A,i} = \{Z \mid Z \in O_{A,i}^X,\ X \in C_{A,i}\}$$

— o derivare conflict standard este o derivare stînga de forma :

$$A \overset{p_{A,i}}{\Rightarrow} A_i^1\alpha_i^1 \Rightarrow A_i^2\alpha_i^2\alpha_i^1 \Rightarrow \ldots \Rightarrow A_i^{n_i-1}\alpha_i^{n_i-1}\ldots\alpha_i^2\alpha_i^1 \Rightarrow X\alpha_i^{n_i}\alpha_i^{n_i-1}\ldots\alpha_1^2\alpha_i^1$$

$$\text{unde } A_i^k \in O_{A,i}^X,\ \alpha_i^k \in (V_N\ U\ V_T)^*,\ 1 \leqslant k \leqslant n_i,\ n_i > 1$$

— o producție orientată conflict este o producție aplicată pe parcursul unei derivări conflict standard

Observație. Pe parcursul unei derivări conflict standard nu se aplică producții de forma

$$A_i^k \to \lambda, \text{ denumite } \lambda\text{-producții.}$$

Dacă într-o gramatică apar derivări conflict nestandard, pe parcursul cărora se aplică λ-producții, poate fi construită, utilizînd algoritmi cunoscuți [2], o gramatică echivalentă, fără λ-producțiile respective, astfel încît toate derivările conflict să fie derivări conflict standard.

Eliminarea conflictelor PRIM-PRIM asociate unui simbol neterminal

Fie A un simbol neterminal căruia îi sînt asociate conflicte PRIM-PRIM.

Eliminarea conflictelor PRIM-PRIM asociate simbolului neterminal A se va realiza prin factorizarea stînga a fiecăruia dintre elementele conflict $X \in C_A$, între formele propoziționale X-conflict conținute în F_A^X.

Fie n_X, $n_X \geqslant 2$, numărul de A-producții X-conflict și de forme propoziționale X-conflict.

Factorizarea stînga a elementului conflict X se realizează simplu dacă toate producțiile X-conflict (notate $p^X_{A,j}$, $1 \leqslant j \leqslant n_X$) sînt de forma

$$A \to X\delta^X_j, \quad X\delta^X_j \in F^X_A, \quad 1 \leqslant j \leqslant n_X$$

În acest caz etapele factorizării sînt următoarele:
1° — se introduce în V_N un nou simbol neterminal, denumit neterminal X-factorizant — Q_X
2° — în P se introduc Q_X-producții de forma

$$Q_X \to \delta^X_j, \; 1 \leqslant j \leqslant n_X$$

și producția factorizantă

$$A \to XQ_X$$

3° — se elimină din P toate A-producțiile $p^X_{A,j}$, $1 \leqslant j \leqslant n_X$
În cazul în care cel puțin o producție conflict, $p_{A,i}$, este de forma

$$A \to \alpha_i, \; \alpha_i \in F_{A,i}$$

unde mulțimea $F_{A,i}$ conține $n_{A,i}$ forme propoziționale conflict, notate $\gamma_{i,k}$, $1 \leqslant k \leqslant n_{A,i}$, pentru a putea realiza factorizarea stînga a elementelor conflict $X \in C_{A,i}$ este necesar ca cele $n_{A,i}$ forme propoziționale conflict care fac parte din mulțimea $F_{A,i}$ să devină părți drepte ale unor A-producții.

În acest scop, producția conflict $p_{A,i}$ va trebui înlocuită prin $n_{A,i} + 1$ producții:

— o A-producție, denumită producție substitutor, care să genereze toate formele propoziționale generate de producția conflict $p_{A,i}$, cu excepția formelor propoziționale conflict $\gamma_{i,k} \in F_{A,i}$, $1 \leqslant k \leqslant n_{A,i}$
— $n_{A,i}$ A-producții de forma

$$A \to \gamma_{i,k}, \; \gamma_{i,k} \in F_{A,i}, \; 1 \leqslant k \leqslant n_{A,i}$$

Deoarece aceste din urmă $n_{A,i}$ producții vor fi eliminate în urma factorizării elementelor-conflict, înseamnă că nu este necesară introducerea lor efectivă în P, fiind suficiente:

1) — izolarea formelor propoziționale conflict $\gamma_{i,k} \in F_{A,i}$, $1 \leqslant k \leqslant n_{A,i}$ care urmează a fi supuse factorizării

2) — construirea producției substitutor și înlocuirea producției conflict $p_{A,i}$ prin producția substitutor.

În cazul general, eliminarea prin factorizare stînga a conflictelor PRIM-PRIM asociate unui simbol neterminal A se va desfășura în următoarele etape :

1. — pentru fiecare element conflict $X \in C_A$

a) — se introduce în V_N un simbol neterminal factorizant Q_X

b) — se introduce în P o producție factorizantă

$$A \to XQ_X$$

c) — pentru fiecare formă propoziționalã $X\delta_i^X \in F_A^X$ se introduce în P o producție

$$Q_X \to \delta_i^X$$

2. — pentru fiecare producție conflict $p_{A,i}$

a) — dacă producția conflict este de forma

$$A \to \alpha_i,\ F_{A,i} = \{\alpha_i\}$$

atunci ea este eliminată din P

b) — dacă producția conflict este de forma

$$A \to \alpha_i,\ \alpha_i \notin F_{A,i}$$

atunci se construiește producția substitutor, care va înlocui producția conflict $p_{A,i}$

Construirea producțiilor substitutor

Fie : A — un simbol neterminal căruia îi sînt asociate conflicte PRIM-PRIM

$p_{A,i}$ — o producție conflict, de forma

$$A \to \alpha_i,\ \alpha_i \notin F_{A,i},\ \alpha_i = A_i^1\alpha_i^1$$

$m_{A,i}$ — numărul elementelor conflict asociate producției conflict $p_{A,i}$

Pentru a construi producția substitutor $p^*_{A,i}$, corespunzătoare producției conflict $p_{A,i}$, vor trebui parcurse următoarele etape :

1. — în V_N se introduce cîte un nou simbol neterminal U, denumit neterminal substitutor, corespunzător fiecărui simbol neterminal orientat conflict $Z \in O_{A,i}$, iar P se introduc U-producțiile, construite pornind de la Z-producții, după cum urmează :

a) — dacă o Z-producție orientată conflict este de forma

$$Z \to Y\beta,\ Y \in O_{A;i},\ \beta \in (V_N\ U\ V_T)^*$$

atunci se construiește U-producția

$U \to W\beta$, unde W este simbolul neterminal substitutor corespunzător lui Y

b) — dacă o Z-producție orientată conflict are ca parte dreaptă o formă propozițională conflict, atunci nu se construiește nici o U-producție

c) — dacă o Z-producție

$$Z \to \gamma,\ \gamma \in (V_N\ U\ V_T)^*$$

nu este orientată conflict, atunci se construiește U-producția

$$U \to \gamma$$

2. — se înlocuiește producția conflict $p_{A,i}$ prin producția substitutor $p^*_{A,i}$, de forma

$$A \to Q_i^1 \alpha_i^1$$

unde Q_i^1 este neterminalul substitutor corespunzător neterminalului orientat conflict A_i^1

Limitele aplicabilității factorizării stînga

Factorizarea stînga permite, așa cum a reieșit din cele de mai sus, eliminarea conflictelor PRIM-PRIM asociate unui simbol neterminal, dar poate determina apariția unor noi conflicte PRIM-PRIM, asociate simbolilor neterminali factorizanți. Aceste conflicte vor trebui eliminate la rîndul lor.

Există cazuri în care conflictele PRIM-PRIM dintr-o gramatică independentă de context, neambiguă și nerecursivă la stînga, nu pot fi eliminate într-un număr finit de etape de factorizare stînga. Astfel de cazuri sînt cele în care în gramatică apar conflicte PRIM-PRIM ciclice.

Fie : A — un simbol neterminal căruia îi sînt asociate conflicte PRIM-PRIM

X — un element conflict, $X \in C_A$

m — numărul de A-producții X-conflict și forme propoziționale X-conflict

Se spune că simbolul neterminal A îi este asociat un *conflict PRIM-PRIM ciclic* dacă există :

$-\beta \in (V_N\ U\ V_T)^*$

— un număr de L producții X-conflict $(2 \leqslant L \leqslant m)$, notate $p_{A,i}$, $1 \leqslant i \leqslant L$ de forma

$$A \to \alpha_i$$

— un număr de L simboli neterminali, notați W_i, $1 \leqslant i \leqslant L$ astfel încît

$$\alpha_i \overset{+}{\Rightarrow} X\beta W_i \gamma_i^X$$

$$\text{și } W_i \overset{+}{\Rightarrow} X\beta W_k \gamma_{W_k}^X$$

$$\text{unde } \gamma_i^X, \gamma_{W_k}^X \in (V_N\ U\ V_T)^*,\ 1 \leqslant i, k \leqslant L$$

În acest caz, dintre cele m forme propoziționale X-conflict, L sînt de forma

$$X\beta W_i\gamma_i^X,\ 1 \leqslant i \leqslant L$$

iar $(m - L)$ sînt de forma

$$X\delta_i^X,\ L+1 \leqslant i \leqslant m$$

În urma factorizării stînga a elementului conflict X între cele m forme propoziționale X-conflict, se vor obține:

— producția factorizantă

$$A \to XQ_X$$

— producțiile

$$Q_X \to \beta W_i\gamma_i^X,\ 1 \leqslant i \leqslant L$$
$$Q_X \to \delta_i^X,\ L+1 \leqslant i \leqslant m$$

Se observă că între primele L Q_X-producții va trebui efectuată o nouă factorizare, în urma căreia se va obține producția factorizantă

$$Q_X \to \beta Q'_X$$

și L producții de forma

$$Q'_X \to \alpha_i^X,\ \alpha_i^X = W_i\gamma_i^X,\ 1 \leqslant i \leqslant L$$

Dar, pentru orice i, $1 \leqslant i \leqslant L$

$$\alpha_i^X \overset{+}{\Rightarrow} X\beta W_k\gamma_{W_k}^X\gamma_i^X$$

ceea ce înseamnă că s-a ajuns într-o situație de conflict similară celei de la care s-a plecat.

Deci, în cazul în care unui simbol neterminal dintr-o gramatică independentă de context, neambiguă și nerecursivă la stînga, îi este asociat un conflict PRIM-PRIM ciclic, acesta nu poate fi eliminat din gramatică prin factorizare stînga.

Concluzii

Algoritmul de verificare a condiției LL(1) pentru gramatici independente de context prezentat în [4] se poate extinde prin introducerea unei proceduri de eliminare a conflictelor PRIM-PRIM prin factorizare stînga. Această procedură va fi apelată ori de cîte ori sînt detectate conflicte

PRIM-PRIM asociate unui simbol neterminal; ea va trebui să testeze dacă conflictele nu sînt ciclice şi numai în acest caz să efectueze factorisarea stînga a elementelor conflict. În cazul în care acest algoritm extins ze va aplica asupra unei reprezentări adecvate a unei gramatici independente de context, neambiguă şi nerecursivă la stînga, în care apar numai conflicte PRIM-PRIM neciclice, ca rezultat se va obţine o gramatică LL(1) echivalentă cu gramatica dată.

BIBLIOGRAFIE

1. Compiler Construction, An Advanced Course, Springer Verlag, 1974
2. *A.V. Aho, J.D. Ullman*, The Theory of Parsing, Translation and Compiling, Prentice-Hall, 1972
3. *E. Kalisz*, Buletinul IPB, seria Electrotehnică, tomul XL, nr. 4, 1978, pag. 93.
4. *E. Kalisz*, Buletinul IPB, seria Electrotehnică, tomul XLI, nr. 1, 1979, pag. 105.

Solving the PRIM-PRIM Conflicts in Context-Free Grammars

The paper presents a number of transformations which can be applied to unambiguous, not left-recursive, context-free grammars ; the proposed transformations aim to eliminate, from a given grammar, the PRIM-PRIM conflicts, defined in the paper, and produce an equivalent LL(1) grammar.

BULETINUL INSTITUTULUI POLITEHNIC „GHEORGHE GHEORGHIU-DEJ"
BUCUREȘTI
SERIA ELECTROTEHNICĂ
Tomul XLI — 1979, Numărul 4

PROFESOR EMERIT DOCTOR DOCENT INGINER DORIN PAVEL

La 6 iulie 1979 s-a stins din viață profesorul emerit doctor docent inginer Dorin Pavel, laureat al Premiului de Stat.

A urmat cursurile Politehnicii din Zürich, Elveția, absolvindu-le în anul 1923 ; pînă în anul 1925 a fost asistent la politehnica din Zürich. A obținut diploma de doctor în științe în anul 1925. A activat în învățămînt timp de peste 50 de ani ca profesor la Școala de Aeronautică din Cotroceni, conferențiar la Facultatea de Științe din București și profesor la Institutul Politehnic.

Înzestrat cu o intuiție științifică-inginerească deosebită, cu o putere de muncă remarcabilă și cu o mare dăruire, a lucrat asiduu concepînd și publicînd încă din anul 1933 o monografie de mare amploare asupra potențialului amenajabil al rîurilor din țara noastră : „Planul general de amenajare al resurselor hidraulice ale României". Această lucrare a constituit multă vreme un ghid prețios pentru inginerii proiectanți și constructori de hidrocentrale și își păstrează și astăzi importanța datorită originalității soluțiilor tehnice adoptate.

Activitatea tehnico-științifică și didactică multilaterală și fructuoasă a profesorului Dorin Pavel se împletesc strîns, începînd din anul 1949, cu efortul general de elaborare și transpunere în viață a primului plan de electrificare a României. Militînd pentru folosirea complexă a apelor țării, el contribuie cu mintea și sufletul, cu energia sa nestăvilită, la toate realizările hidrotehnice ale etapei de construire a socialismului : Sadu V, cascadele de pe Bistrița, Argeș, Lotru, Olt, Someș, Sebeș, etc.

Cea mai frumoasă încununare a muncii depuse încă de la proiectul de diplomă o constituie contribuția adusă la proiectarea și realizarea marelui nod hidroenergetic și de navigație Porțile de Fier.

În numeroasele lucrări de cercetare și articole științifice publicate în reviste de specialitate, a prezentat metode teoretice și tehnice originale, depunînd o muncă neobosită în scopul nobil al propășirii patriei și tehnicii românești. În aceste lucrări s-au cristalizat cu o deosebită limpezime roadele experienței sale vaste, pregătirea științifică înaltă și legătura strînsă cu activitatea de cercetare și proiectare.

Ca profesor la Politehnica din București, a pregătit un număr impresionant de ingineri cărora, în afara unor temeinice cunoștințe de specialisate, le-a dat un strălucit exemplu de muncă practică, de dragoste față de meserie, de pasiune și devotament în realizarea celor mai înalte visuri. A transmis studenților și colaboratorilor săi stăruința neobosită pentru afirmarea opiniilor și convingerilor precum și entuziasmul său clocotitor.

A reprezentat în mod strălucit țara noastră la multe întîlniri internaționale, fiind bine cunoscut și apreciat de forurile științifice și tehnice din întreaga lume pentru contribuțiile remarcabile aduse la progresul hidroenergeticii, ca și pentru dezvoltarea învățămîntului românesc.

Pentru rezultatele deosebite obținute în activitatea sa, inginerul și profesorul Dorin Pavel a fost distins cu ordine și medalii: Ordinul Muncii cl. I și II, Ordinul Steaua Republicii, Ordinul Științific cl. I, iar pentru meritele în domeniul pregătirii cadrelor de specialiști și pentru activitatea sa prodigioasă în cadrul învățămîntului, a fost onorat cu titlul de profesor emerit. Cu ocazia inaugurării Sistemului hidroenergetic și de navigație Porțile de Fier, a fost decorat cu Steaua de Aur a Ordinului Drapelul Jugoslav.

Moartea l-a răpit de la masa de lucru, în timp ce redacta manuscrisul unei lucrări de sinteză a întregii sale activități.

Colaboratorii și foștii săi studenți vor păstra amintirea luminoasă a profesorului emerit Dorin Pavel și vor găsi în viața sa un înalt exemplu de activitate creatoare și de înaltă ținută științifică consacrată propășirii patriei noastre. Lucrările sale de specialitate, manualele și cursurile universitare reprezintă o moștenire de valoare deosebită pentru știința și tehnica românească.

BULETINUL INSTITUTULUI POLITEHNIC „GHEORGHE GHEORGHIU-DEJ"
BUCUREȘTI
SERIA ELECTROTEHNICĂ
Tomul XLI — 1979, Numărul 4

CUPRINSUL SERIEI ELECTROTEHNICA PE ANUL 1979

MATEMATICA

C. Radu. Determinarea tensiunii într-un material stratificat la comprimare. nr. 1 pag. 3—9.
V. Breazu. Asupra algebrei numerelor structurale. nr. 1 pag. 11—15
T. Николова, Д. Байнов Об одной задаче для екстремално-интегродифференциальных уравнений с отклоняющимся сверхне итрального типа nr. 1, pag. 17—23.
Mariana Craiu. Asupra metodei de cvasimaximă verosimilitate pentru sisteme cu legături complexe omogene .nr. 2 pag. 3—14
Ecaterina Cioară. Asupra unei metode noi în clasificarea automată. Metoda nodurilor dinamice. nr. 2 pag. 15—21
Rodica Tomescu. Asupra unui mod de decizie în cazul canalului discret fără memorie. nr. 3 pag. 3—7
M. Geanău. Asupra seminormelor laticiale ale unor algebre reticulate. nr. 3 pag. 9—17
Irina Bucurescu. On the State Minimization of Incompletely Specified Sequential Machines. nr. 4 pag. 3—10.

FIZICĂ

I. M. Popescu, E. V. Sofron, P. E. Sterian, R. Chișleag. Sur certaines methodes de tester en lumière laser des valves électrooptique aux CLN. nr. 1 pag. 23—28
Diana Moisil, G. Moisil. Studiul elipsometric al acțiunii alcoolului propargilic ca inhibitor de coroziune. nr. 2 pag. 23—26
Cornelia Moțoc, Maria Honciuc, Iuliana Cuculescu. On the Electrotransport Phenomena in SnO_2 Thin Films. nr. 2 pag. 27—32
D. Iordache, Luminița Daniello, Al. Lupașcu, D. Hornea. Theoretical Models of the Ferrimagnetic Magnetization in Relation to $\log p_m = f(\log \mu_{ri})$ Correlations for Uniparametric Technological Series. nr. 3 pag. 19—30
S. Tudorache. On Determination of Efficient Cross-Section of Collisions between Excited Cadmium Atoms and Molecules. nr. 3 pag. 31—39
D. Iordache, M. Stan, Luminița Daniello, Gh. Lăzărescu. Analysis of the Physical Problems Involved by the Estimation of the Efficiency of Cryogenic Electric Lines. nr. 4 pag. 11—19.
E. V. Sofron, P. E. Sterian, H. N. Teodorescu. Les dispositifs aux CLN employés en régime de „clavette électrooptique" nr. 4 pag. 21—26.

ELECTROTEHNICĂ

D. Stanciu. Despre curgerea unui fluid conductor, în canalul pompei electromagnetice de curent continuu, provocată de diferența de potențial aplicată între electrozii pompei. nr. 1 pag. 29—36
M. Mihalache. Asupra parametrilor de regim tranzitoriu din axa longitudinală a mașinii sincrone· nr. 1 pag. 37—43
D. Stanciu. Calculul curenților cu scăpări din pompa electromagnetică de curent continuu cu canal dublu. nr. 2 pag. 33—38
S. Al Jabi. Numerical Simulation Method for the Transient State of Synchronous Generator. nr. 3 pag. 41—50
Ana Amuzescu, Miruna Nițescu. Schema de măsură a reziduului deformant al undei de tensiune electrică nr. 3 pag. 51—56
C. Bălă, I. Soran. Cîmpul magnetic în mașina electrică cu jug exterior saturat. nr. 4 pag.

ELECTRONICĂ

S. Bârcă-Gălăţeanu. 711 Comparator Serves as Error Amplifier in Voltage/Current Regulator nr. 1 pag. 45—47

C. Rădoi, A. Murgan, V. Lăzărescu, P. Bacinschi. Bucla P. L. L. de reglare a turaţiei unui motor de curent continuu. nr. 2 pag. 39—50

T. Tebeanu, I. Costea, D. Dascălu. Digital Transmission with Pulsed Impatt Diodes. nr. 4 pag. 37—44.

D. Stanomir. Sisteme hibride. Concepte fundamentale. nr. 4. pag. 45—53.

ENERGETICĂ

M. Eremia, H. Crisciu. Utilizarea matricei de sensibilitate în analiza parametrilor sistemului electroenergetic. nr. 1 pag. 49—55

Gh. Iacobescu, Maria Tudose, Maria Neamţu. Metoda practică pentru optimizarea funcţionării de durată a sistemului electroenergetic. nr. 2 pag. 51—65

N. Dănilă, E. Licsandru. Method for the Calculation of the Thermal Hydraulic Processes in the Nuclear Power Plant Steam Generators. nr. 3 pag. 57—69

H. Crisciu, M. Eremia. Algoritm şi program de calcul pentru rezolvarea regimurilor staţionare ale sistemelor electroenergetice. nr. 3 pag. 71—80

R. Enache. Some Contributions to the Study of the Characteristics of the Phase-to-Ground and the Phase-to-Phase Switching Surges in 400 kv Systems. nr. 3 pag. 81—91

G. Drăgan, D. Cristescu. Considérations sur l'aspect physique de l'effet de couronne de choc sur les conducteurs. nr. 4 pag. 55—65.

AUTOMATICĂ

D. F. Lăzăroiu. Some Considerations Regarding the Concept of Reliability Laboratory Experiments. nr. 1 pag. 57—63

M. Tertişco, P. Stoica, I. Russ. A Research on Experimental Methods for System Identification. nr. 1 pag. 65—69

I. Catană. Asupra stabilităţii sistemelor electrohidraulice de poziţionare a sarcinilor inerţiale. nr. 1 pag. 71—77

Th. Borangiu. Filtru sincronizat pentru eliminarea zgomotului la măsurarea inductivă a deflexiei axului unei maşini de frezat. nr. 1 pag. 79—84

S. Florea, I. Catană. Metode de stabilizare a sistemelor electrohidraulice. nr. 2 pag. 67—72

G. Ionescu, B. Droaşcă, V. Sgârciu-Dogeanu. Traductor numeric de temperatură. nr. 2 pag. 73—82

Anca Stoica, Gh. Darie. Suport software pentru microprogramarea unui minicalculator universal nr. 2 pag. 83—94

M. Tertişco, P. Stoica, Anca Stoica. Identificarea proceselor în funcţionare normală folosind transformata Fourier discretă. nr. 3 pag. 93—101

S. Florea, I. Catană. Asupra unei metode de îmbunătăţire a comportării dinamice a elementelor de execuţie hidraulică. nr. 4 pag. 67—75

I. Russ. Utilizarea teoriei jocurilor în sinteza comenzilor optimale de sensibilitate redusă. nr. 4 pag. 77—87

CALCULATOARE

Cr. Giumale. Sisteme de programare extensibile — Un sistem bazat pe macroprelucrare nr. 1 pag. 85—94

L. Păunescu, Cr. Zervos. Testarea memoriei RAM a sistemului de calcul microprocesor FELIX M 18 nr. 1 pag. 95—104

Eugenia Kalisz. Verificarea condiţiei LL(1) pentru gramatici independente de context. nr. 1 pag. 105—112

Maria Ana Necula, Cr. Tănăsescu. Algorithms for Determining LODECC which Has a Given Time Function as Solution. nr. 2 pag. 93—105

V. Cristea. A Model for Comparative Study of Deadlock Prevention Strategies. nr. 2 pag. 107—112

Cr. Giumale. Sisteme de programare extensibile — O aplicaţie. nr. 3 pag. 103—111

Cr. Giumale. Sisteme de programare extensibile — Proiectul „GT". nr. 4 pag. 89—94

Eugenia Kalisz. Eliminarea conflictelor prim-prim dintr-o gramatică independentă de context. nr. 4 pag. 95—103

INDEX ALFABETIC PE AUTORI

Amuzescu Ana, *3*, p. 51—56
Bacinschi P., *2*, p. 39—50
Bainov D., *1*, p. 17—23
Bălă C., *4*, p. 27—35
Borangiu Th., *1*, p. 79—84
Breazu V., *1*, p. 11—15
Bucurescu Irina, *4*, p. 3—10
Catană I., *1*, p. 71—77; *2*, p. 67—72; *4*, p. 67—73
Cioară Ecaterina, *2*, p. 15—21
Chişelag R., *1*, p. 23—28
Costea I., *4*, p. 37—44
Craiu Mariana, *2*, p. 3—14
Crisciu H., *1*, p. 49—55; *3*, p. 71—80
Cristea V., *2*, p. 107—112
Cristescu D., *4*, p. 55—65
Cuculescu Iuliana, *2*, p. 27—32
Daniello Luminița, *3*, p. 19—30; *4*, p. 11—1'
Darie Gh., *2*, p. 83—94;
Dascălu D., *4*, p. 37—44
Dănilă N., *3*, p. 57—69
Sgârciu-Dogeanu V., *2*, p. 73—82
Drăgan G., *4*, p. 55—65
Droașcă B., *2*, p. 73—82
Enache R., *3*, p. 81—91
Eremia M., *1*, p. 49—55; *3*, p. 71—80
Florea S., *2*, p. 67—72; *4*, p. 67—75
Bârcă-Gălățeanu S., *1*, p. 45—47
Geanău M., *3*, p. 9—17
Giumale Cr., *1*, p. 85—94; *3*, p. 103—111; *4*, p. 89—94
Honciuc M., *2*, p. 27—32
Hornea D., *3*, p. 19—30
Iacobescu Gh., *2*, p. 61—65
Ionescu G., *2*, p. 73—82
Iordache D., *3*, p. 19—30; *4*, p. 11—19
Jabi S. Al., *3*, p. 41—50
Kalisz Eugenia, *1*, p. 105—112; *4*, p. 95—103
Lăzărescu Gh., *4*, p. 11—19
Lăzărescu V., *2*, p. 39—50
Lăzăroiu D. F., *1*, p. 57—63
Licsandru E., *3*, p. 57—69
Lupașcu Al., *3*, p. 19—30
Mihalache M., *1*, p. 37—43
Moisil Doina, *2*, p. 23—26
Moisil G., *2*, p. 23—26
Moțoc Cornelia, *2*, p. 27—32
Murgan A., *2*, p. 39—50
Neamțu Maria, *2*, p. 51—65
Necula Ana Maria, *2*, p. 93—105
Nicolova T., *1*, p. 17—23
Nițescu Miruna, *3*, p. 51—56
Păunescu L., *1*, 95—104
Popescu I. M., *1*, p. 23—28
Radu C., *1*, p. 3—9
Rădoi C., *2*, p. 39—50
Russ I., *1*, p. 65—69; *4*, p. 77—87
Sofron E. V., *1*, p. 23—28; *4*, p. 21—26
Soran I., *4*, p. 27—35
Stan M., *4*, p. 11—19
Stanciu D., *1*, p. 29—36; *2*, p. 33—38

Stanomir D., *4*, p. 45—53
Sterian P. E., *1*, p. 23—28; *4*, p. 21—26
Stoica Anca, *2*, p. 83—94; *3*, p. 93—101
Stoica P., *1*, p. 65—69; *3*, p. 93—101
Tănăsescu Cr., *2*, p. 93—105
Tebeanu T., *4*, p. 37—44
Teodorescu H. N., *4*, p. 21—26
Tertişco M., *1*, p. 65—69; *3*, p. 93—101
Tomescu Rodica, *3*, p. 3—7
Tudorache S., *3*, p. 31—39
Tudose Maria, *2*, p. 51—65
Zervos Cr., *1*, p. 95—104

TEZELE DE DOCTORAT SUSȚINUTE ÎN ANUL 1979

Gheorghe Tirla — Optimizarea capacităților de producție a întreprinderilor constructoare de mașini. (28.1.1979)
Adriana Vlad Popescu — Metode de transmitere cifrată a informației (12.1.1979)
Vladimir N. Dobre — Îmbunătățirea performanțelor în transmisiunea de date prin procedee de repetiție. (19.1.1979)
Franklin Chinchilla — Contribuții la alegerea schemelor optime a serviciilor proprii ale centralelor hidroelectrice și influența acestora asupra fiabilității funcționării sistemului electroenergetic. (19.1.1979)
Mohamed Samir Maasarami — Stabilitatea sistemelor electroenergetice (7.2.1979)
Silviu Mărcuțiu — Contribuții la optimizarea conducerii proceselor tehnologice din centralele nuclearoelectrice cu ajutorul calculatoarelor electronice. (16.2.1979)
Petre Stoica — Contribuții la identificarea sistemelor utilizînd metode statistice. (16.2.1979)
Dumitru Cîrstea — Contribuții la studiul și modelarea regimului tranzitoriu de scurt circuit brusc în transformatoarele de putere. (2.3.1979)
Jorge Blanco Roldan — Stabilitatea dinamică a sistemelor electrice. (7.3.1979)
Ladislau Luca — Studiul transferului de căldură în canalele de răcire ale reactorilor nucleari energetici (cu referire la fluxurile termice critice). (21.3.1979)
Mihail Vasiliu — Procese periodice de cîmp electromagnetic în elemente de circuit masive. (23.3.1979)
Marin Sărăcin — Contribuții la studiul pierderilor magnetice în pachete de tole. (30.3.1979)
Mircea Constantinescu — Studiul asistat de calculator al efectelor variațiilor aleatorii a elementelor asupra performanțelor circuitelor selective în sistemele de telecomunicații. (6.4.1979)
Mircea Kizik — Contribuții la studiul teoretic și practic al canalelor de telecomunicații folosite pentru transmisii cu impulsuri (în ceea ce privește distorsiunile și perturbațiile). (6.4.1979)
Sorin Cezar Coatu — Asupra comportării dispozitivelor de măsură de înaltă tensiune. (9.5.1979)
Constantin Olivotto — Contribuții la studiul și aplicativitatea elementelor pneumatice bazate pe efect Coandă. (11.5.1979)
Mircea Moroșanu — Optimizarea sistemului de transmisie de date la emisie și recepție. (18.5.1979)
Teodor Borangiu — Contribuții la elaborarea sistemelor de comandă adaptivă a mașinilor-unelte. (2.6.1979)
Doina Stănescu Gâdea — Contribuții la proiectarea sistemică a instalațiilor energetice complexe. (2.6.1979)
Matilda Tigler — Contribuții la studiul pierderilor suplimentare în înfășurările rotorice ale mașinii de curent continuu. (5.6.1979)
Mihaela Gafencu — Contribuții la funcționarea în regim deformant a rețelelor trifazate echilibrate și dezechilibrate — puteri în regim deformant. (5.6.1979)
Ilie Catană — Contribuții la analiza stabilității și la sinteza sistemelor electrohidraulice pentru procese rapide. (8.6.1979)
Mohammad Rehman Sheich — Optimizarea organizării controlului calității în construcția de mașini. (14.6.1979)
Ion Vasilescu — Contribuții la metodici de determinare a distribuțiilor pe suprafețe. (22.6.1979)
Mihail Leon — Contribuții la analiza comportării la transfer a circuitelor electrice cu parametri variabili în timp (regimul periodic nesinusoidal). (26.6.1979)

Bui Hui Phung — Contribuţii la studiul optimizării balanţei combustibililor energetici. (29.6.1979)
Istvan Sztojanov — Metode optice de prelucrare a informaţiei. (6.7.1979)
Ştefan V. N. Nicolaescu — Sinteza circuitelor pentru microunde (mod TEM) realizate cu linii plate. (6.7.1979)
Dumitru Popescu — Optimizarea proceselor tehnologice în industria chimică. (10.7.1979)
Ana Maria Necula — Metode de creştere a unor performanţe în simularea sistemelor. (10.7.1979)
Alexandru Peicov — Studiul regimurilor termice staţionare şi tranzitorii în aparatele electrice de medie tensiune. (13.7.1979)
Chiril Popescu — Contribuţii privind comportarea la supratensiunile de comutare a izolaţiei externe a aparatelor electrice. (13.7.1979)
Nael Kurbe — Contribuţii la studiul reglajului sub sarcină a transformatoarelor de putere. (20.7.1979)
Vu Van Luong — Determinarea optimală asistată de calculator, a parametrilor circuitelor electrice din radioreceptoare. (4.8.1979)
Ioan C. Baciuarov — Contribuţii la studiul fiabilităţii unor sisteme de telecomunicaţii. (20.9.1979)
Adrian Mihalache — Contribuţii la studiul caracterului distribuţiei timpului de funcţionare a aparaturii electronice. (22.9.1979)
Constantin Berbece — Calculatoare de proces utilizate în conducerea blocurilor energetice, Creşterea fiabilităţii în funcţionare. (20.10.1979)
Dumitru Topan — Contribuţii la analiza circuitelor electrice cu ajutorul variabilelor de stare. (25.X.1979)
Florian Sămărescu — Influenţa refulării cîmpului electromagnetic asupra încălzirii conductelor şi cablurilor. (26.X.1979)
Doina Constantinescu — Metode şi tehnici moderne de organizare a pregătirii tehnice a producţiei de serie în construcţia de maşini. (9.XI.1979)
Irina Lăzăroiu — Contribuţii la conducerea prin calculator a unor procese din industria semiconductoare. (10.XI.1979)
Vladimir Doicaru — Interconectarea calculatoarelor şi a terminalelor pe purtătoare de laseri cu semiconductori. (15.XI.1979)
Sergiu Iliescu — Structuri şi utilizări de calculatoare de proces. (24.XI.1979)
Filip Moraru — Contribuţii la optimizarea exploatării sistemului de calcul „FELIX C-256". (7.XII.1979)
Nguyen Quy Dam — Contribuţii la optimizarea sistemelor automate din transporturile navale. (13.XII.1979)
Dorel Bolocan — Contribuţii la studiul fenomenelor electromagnetice la dispozitive cu cîmp progresiv — aplicaţii la inductosynele liniare. (14.XII.1979)
Nahed Rashad Saad — Contribuţii la studiul generatoarelor electrice utilizate la grupurile electrogene cu motoare Diesel. (15.XII.1979)
Nicolae Oacă — Analiza şi sinteza asistată de calculator a unor circuite corectoare pentru sistemele de telecomunicaţii. (21.XII.1979)

BULETINUL INSTITUTULUI POLITEHNIC
„GHEORGHE GHEORGHIU-DEJ" BUCUREŞTI
SERIA ELECTROTEHNICĂ

apare trimestrial, în continuarea vechilor periodice ştiinţifice : „Bulletin de Mathématiques et de Physique pures et appliquées", „Buletinul Politehnicei din Bucureşti" şi Buletinul Institutului politehnic „Gheorghe Gheorghiu-Dej" Bucureşti.

Organizat pe baze noi, el reflectă în primul rînd activitatea ştiinţifică a corpului didactic din institut. În limita spaţiului disponibil, se pot publica şi lucrări ştiinţifice ale colaboratorilor din afara institutului.

Corespondenţa privind articolele, schimburile de publicaţii şi abonamentele se fac pe adresa institutului.

BULETINUL INSTITUTULUI POLITEHNIC
„GHEORGHE GHEORGHIU-DEJ" BUCUREŞTI
РАЗДЕЛ ЭЛЕКТРОТЕХНИКИ

Выходит четыре раза в год, являясь продолжением прежных научных периодических журналов „Bulletin de Mathématiques et de Physique pures et appliquées" Buletinul politehnicei din Bucureşti", и „Buletinul Institutului politehnic "Gheorghe Gheorghiu-Dej" Bucureşti.

Составленный на новых основах, он отражает в первую очередь научную деятельность преподавательского состава Бухарестского политехнического института. В пределаво возможностей будут опубликоваться и научно исследовательские работы специалистов извне.

Переписка, обмен периодическими изданиями и продписка производятся по адресу института.

BULETINUL INSTITUTULUI POLITEHNIC
„GHEORGHE GHEORGHIU-DEJ" BUCUREŞTI
ELECTROTEHNICS SERIES

The Bulletin is issued quarterly, continuing the old scientific periodicals : „Bulletin de Mathématiques et de Physique pures et appliquées", „Buletinul Politehnicei din Bucureşti" and „Buletinul Institutului politehnic „Gheorghe Gheorghiu-Dej" Bucureşti.

Organized on a new basis, it primarily reflects the scientific activity of the academic staff from Institute. Researchers from outside the institute can also publish their papers within the available space.

The correspondance regarding the articles, change of publications and subscriptions are sent to the following address

BULETINUL INSTITUTULUI POLITEHNIC
„GHEORGHE GHEORGHIU-DEJ" BUCUREŞTI
SÉRIE ÉLECTROTECHNIQUE

parait tous les trois mois, continuant les anciens périodiques scientifiques : „Bulletin de Mathématiques et de Pysique pures et appliquées", „Buletinul Politehnicei din Bucureşti" et „Buletinul Institutului politehnic „Gheorghe Gheorghiu-Dej" Bucureşti.

Organisé sur de nouveaux principes il reflète tout d'abord l'activité scientifique du corps enseignant de l'Institut. Dans la limite de l'espace disponible on peut y publier aussi les travaux scientifiques des collaborateurs de l'extérieur.

L'adresse pour la correspondance concernant les articles, les échanges de publications et les abonnements est :

Adresa : **INSTITUTUL POLITEHNIC**
„GHEORGHE GHEORGHIU-DEJ" BUCUREŞTI
ROMÂNIA

Splaiul Independenţei nr. 313
Căsuţa Poştală nr. 2356
(pentru Buletinul Institutului)
Seria Electrotehnică

1980 JUN 24

Lei 20